ENCYCLOPÉDIE
DES
SCIENCES INDUSTRIELLES
QUILLET

Nouvelle encyclopédie pratique de mécanique, d'électricité
et d'électronique

Électricité - Électronique
Applications



LIBRAIRIE ARISTIDE QUILLET
278 boulevard Saint-Germain, Paris 7^e

TRANSPORT ET DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

CHAPITRE PREMIER

TRANSPORT — DISTRIBUTION — INSTALLATIONS GÉNÉRALITÉS

1. NÉCESSITÉ D'UNE TENSION ÉLEVÉE POUR LE TRANSPORT

L'emplacement d'une usine productrice d'énergie électrique ne peut être fixé arbitrairement (V. t. 1, Énergie électrique) : de nombreuses considérations techniques et économiques permettent d'effectuer un choix judicieux. Cette usine peut cependant être plus ou moins éloignée des lieux où se consomme l'énergie électrique et il faut établir des lignes de transport depuis les lieux de production jusqu'aux points de consommation de l'énergie électrique. Malheureusement, lorsque la longueur des lignes de transport augmente, la chute de tension en ligne et les pertes par effet Joule dans les conducteurs prennent une grande importance.

Pour transporter une puissance P déterminée, il faut :

— sous une tension continue U, un courant d'intensité $I = \frac{P}{U}$,

— sous une tension alternative de valeur efficace U_{eff}, un courant d'intensité efficace $I_{eff} = \frac{P}{k\,U_{eff}}$, k désignant un facteur inférieur à 1.

Qu'il s'agisse de courant continu ou de courant alternatif, l'emploi d'une tension élevée est une nécessité pour que l'intensité du courant ne soit pas trop grande. En général, il est ainsi possible de diminuer la section et la masse des conducteurs ainsi que la chute de tension en ligne (V. chap. 3). C'est pour cela que le réseau d'interconnexion 380 kV a pris une grande importance (V. chap. 12) et que certains équipements d'interconnexion fonctionnent sous des tensions de 1 million de volts.

Le transport et la distribution de l'énergie sont presque toujours réalisés en courant alternatif bien que l'inductance des lignes intervienne d'une façon appréciable sur la chute de tension en ligne. Cependant, le courant continu pour lequel ces effets inductifs sont nuls, est utilisé pour certains transports à longue distance. La primauté du premier mode de transport résulte des possibilités offertes par le transformateur (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 1) qui permet d'élever les tensions pour le transport et de les abaisser ensuite pour la distribution aux usagers, et cela dans de bonnes conditions économiques.

2. RÉSEAU DE DISTRIBUTION. DESCRIPTION GÉNÉRALE

Les utilisateurs peuvent être groupés d'une façon très dense comme dans les villes ou bien séparés les uns des autres par des distances plus ou moins grandes comme dans les campagnes. Ils sont desservis par un **réseau de distribution** (fig. I-1) alimenté par un poste de répartition qui reçoit l'énergie, provenant de centrales éloignées, par l'intermédiaire d'un **réseau de transport** à haute ou très haute tension.

Des lignes de distribution à moyenne tension (M.T.) partent des postes de répartition et alimentent des *postes de transformation* répartis en différents endroits de la zone à desservir ; ces postes de transformation abaissent la tension à une valeur convenable pour alimenter le *réseau de distribution publique* auquel les abonnés sont raccordés par des *branchements*.

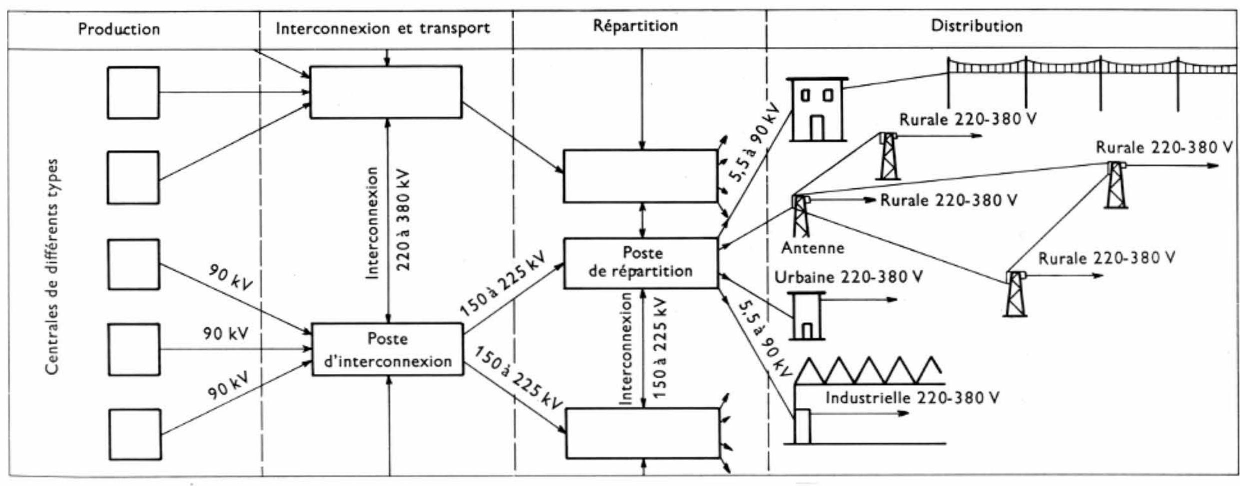


Fig. I-1

Certains usagers consommant une puissance plus importante ne peuvent pas être branchés directement sur le réseau de distribution basse tension (B.T.) et ils sont alimentés par un poste de transformation particulier appelé *poste d'abonné*. Ils peuvent être raccordés en moyenne tension par une ligne particulière.

Dans les réseaux de distribution ruraux, où les distances entre points à desservir augmentent les dépenses d'investissement, on recherche les solutions économiques. Les lignes à moyenne et basse tension sont aériennes, montées sur poteaux en béton ou en bois (fixés éventuellement sur socle en béton). Les postes de transformation sont placés dans des cabines maçonnées, étroites et hautes, de construction simple ou même portés par les pylônes eux-mêmes (postes sur poteaux) (fig. I-2).

Dans les agglomérations importantes, le transport de l'énergie électrique ne pouvant se faire par ligne aérienne, on emploie des câbles à un ou plusieurs conducteurs, munis d'une bonne protection mécanique et placés soit en tranchées, soit en galeries. Les *postes de transformation urbains*, établis en bordure de rue, doivent présenter le moins d'encombrement possible. Ils sont situés soit en surface (solution difficile à appliquer dans le centre des villes), soit sous le trottoir, soit dans les immeubles. Ces derniers, s'ils ne desservent pas le réseau mais seulement les immeubles, sont dénommés *postes d'immeubles*. Dans certains cas, deux réseaux M.T. sont utilisés simultanément (30 000 V et 15 000 V par exemple) : le premier permet de relier économiquement des zones moins peuplées tandis que le second est préféré pour les zones à forte densité.

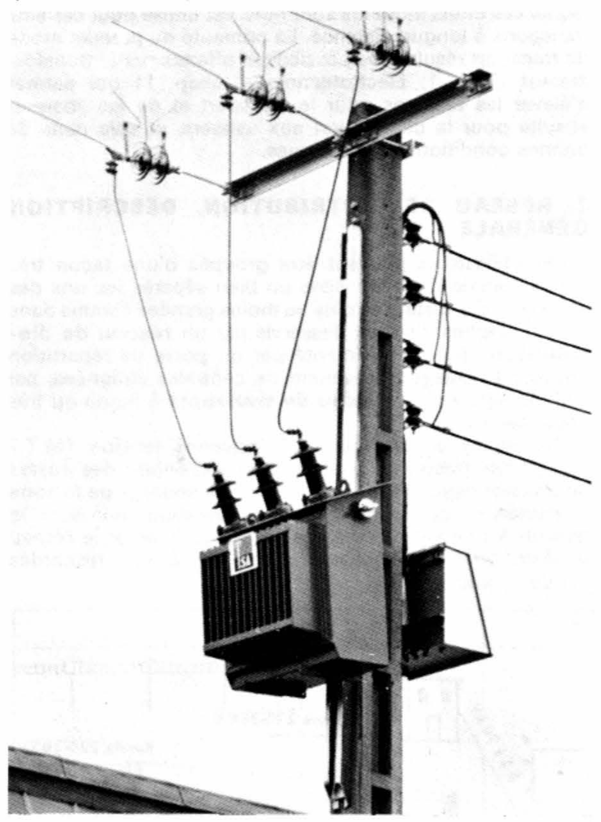


Fig. I-2 — Poste sur poteau (*Le Transformateur*)

Tous les réseaux sont triphasés, car l'énergie électrique est distribuée au moyen de *courants alternatifs de fréquence 50 Hz*. Il ne subsiste pratiquement plus rien des importantes distributions à courant continu existant autrefois (notamment à Paris), ni des distributions à courant alternatif de fréquence 25 Hz (Centre et Sud-Est de la France).

3. DIFFÉRENTS RÉSEAUX DE DISTRIBUTION

Les réseaux de distribution comprennent l'ensemble des

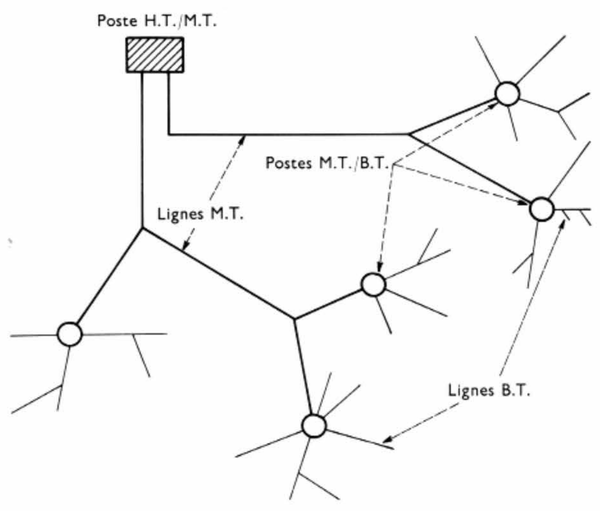


Fig. I-3 — Schéma d'un réseau radial simple

canalisations et des branchements extérieurs qui permettent de livrer l'énergie électrique :

— soit depuis les sources jusqu'aux postes de distribution ou d'abonnés ;
— soit depuis les postes de distribution jusqu'aux immeubles.

Dans le langage courant, les réseaux de première catégorie sont appelés *réseaux à basse tension* ou B.T., ceux de seconde catégorie : *réseaux à moyenne tension* ou M.T., et ceux de troisième catégorie : *réseaux à haute* ou *très haute tension*, H.T., T.H.T.

Diverses structures de réseaux peuvent être distinguées :

3.1. Réseau radial simple. — Chaque ligne M.T., issue le plus souvent d'un poste H.T./M.T., alimente un certain nombre de postes M.T./B.T. ; de chacun de ces postes sont issues des lignes B.T. qui aboutissent aux habitations (une ligne dessert une ou plusieurs habitations ; fig. I-3). Ce système est simple et économique ; il est surtout utilisé avec des réseaux aériens où la durée de réparation à la suite d'incident sur une ligne est faible.

Il n'en est pas de même dans les réseaux souterrains où les durées de localisation des défauts et de réparation sont plus importantes. Ces réseaux appartiennent en général à l'un des types suivants :

3.2. Réseau radial double (côté M.T. et côté B.T.). — On assure à chaque poste une double alimentation au moyen de deux câbles dont l'un est en service d'une façon normale, tandis que l'autre demeure en réserve, non raccordé mais maintenu sous tension (fig. I-4). En cas d'indisponibilité du câble en service, celui-ci est mis hors

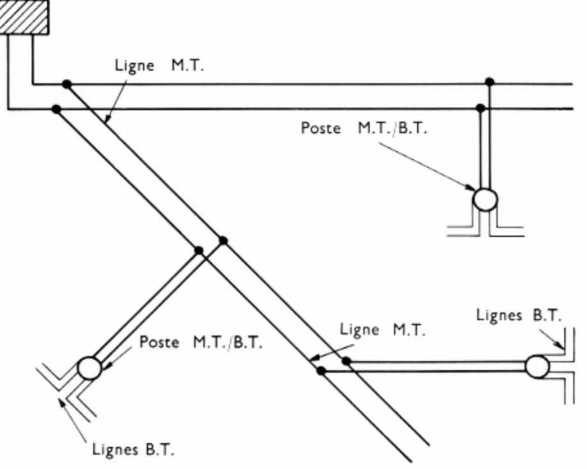


Fig. I-4 — Schéma d'un réseau radial double côté M.T.

circuit et on alimente les postes par le câble de réserve, en effectuant les manœuvres nécessaires.

3.3. Réseau bouclé côté M.T./radial côté B.T. — Du poste H.T./M.T. partent deux lignes réunies à leur extrémité. Chaque ligne dessert en cascade un certain nombre de postes; ceux-ci sont munis à l'entrée et à la sortie d'un appareil permettant l'isolement du tronçon compris entre deux postes (fig. I-5). En cas d'incident ou

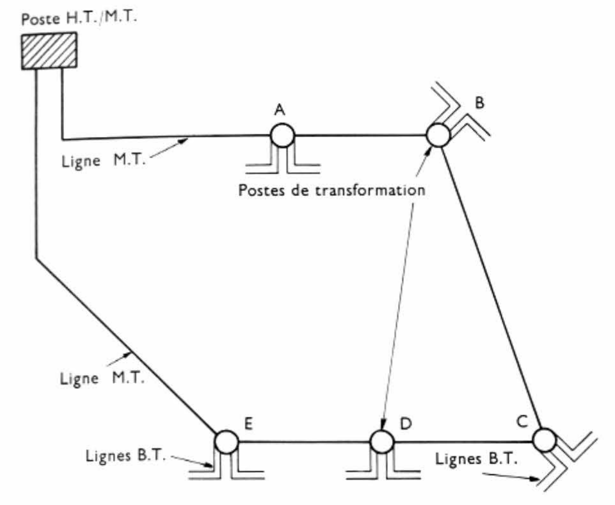


Fig. I-5 — Schéma d'un réseau M.T. bouclé

d'indisponibilité d'un tronçon de ligne, entre les postes *A* et *B* par exemple, on peut isoler celui-ci et rétablir l'alimentation de tous les postes (*A* directement depuis la source et *B* à travers *C, D, E* dans l'exemple considéré).

Par rapport au système précédent, cette disposition offre l'avantage de doubler la longueur des voies desservies pour une même longueur de câble.

Une variante consiste à boucler deux lignes issues de deux sources différentes. Les possibilités sont identiques.

Dans le cas d'une distribution urbaine les *zones d'action* des postes M.T./B.T. sont souvent contiguës; les canalisations B.T. de deux zones voisines peuvent aboutir dans des boîtes placées sous trottoir et, en cas d'avarie, il est ainsi possible de reporter la zone d'action d'un poste sur les postes voisins.

3.4. Réseau radial multiple côté M.T./maillé côté B.T. — Plusieurs câbles M.T. issus d'un même poste H.T./M.T. alimentent des postes de transformation branchés soit en simple dérivation sur un câble, soit en double dérivation sur deux câbles (fig. I-6). Du côté B.T., tous les postes débitent en parallèle sur le réseau entièrement bouclé du fait de sa constitution en forme de mailles (fig. I-7).

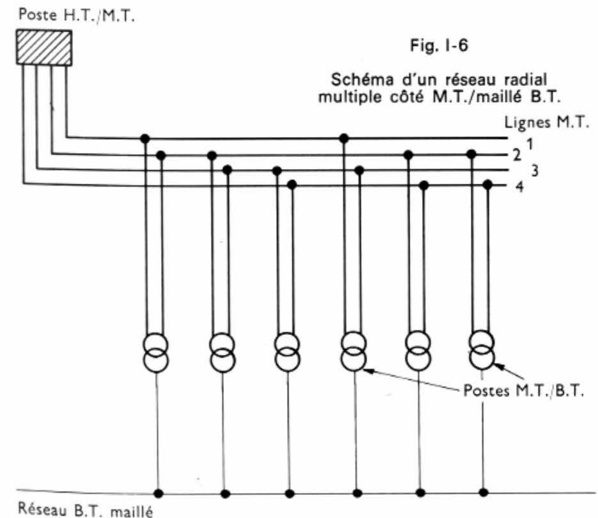


Fig. I-6

Schéma d'un réseau radial multiple côté M.T./maillé B.T.

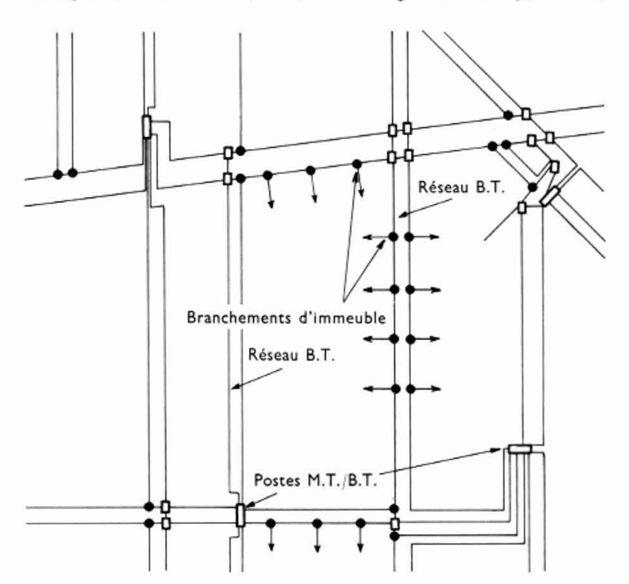


Fig. I-7 — Plan des canalisations d'un réseau maillé B.T.
□: Boîte de jonction. — ▭: Poste M.T./B.T.

Le branchement normal des postes sur les câbles M.T. est réalisé de façon qu'un poste quelconque soit entouré de postes alimentés par les autres câbles. En cas d'incident sur l'un de ceux-ci, les charges des postes en panne se reportent sur les postes voisins qui subissent ainsi une surcharge passagère.

De l'énergie pourrait être renvoyée du réseau B.T. vers un câble M.T. (présentant un défaut) à travers les transformateurs des postes M.T./B.T. Pour éviter cet inconvénient, ces postes sont équipés de *disjoncteurs* s'ouvrant sous l'action de *relais* dits à *retour de puissance*.

Le réseau est constitué par l'ensemble des voies canalisées (des deux côtés de la rue en général). Aux carrefours, on place des boîtes de réseau à trois ou quatre directions, munies de fusibles permettant:

— en cas de besoin, de séparer certains tronçons de canalisation;

— en cas de défaut sur la canalisation, d'isoler la partie défectueuse par suite de la fusion des fusibles.

Les câbles B.T. issus des postes de transformation font partie intégrante du réseau qui se trouve ainsi bouclé dans les postes mêmes par le jeu de barres basse tension.

Les branchements desservant les immeubles, qui aboutissent aux coupe-circuit à fusibles principal des immeubles sont pris en dérivation sur les câbles du réseau; ils comprennent quelquefois, placée sous le trottoir, une boîte de branchement munie également de fusibles. Ce dispositif permet de séparer réseau et immeuble, et aussi de protéger le réseau en cas de court-circuit sur les installations de l'immeuble.

Avec un réseau maillé, les accidents de canalisations ne peuvent occasionner l'interruption du courant que sur le tronçon compris entre deux boîtes de réseau.

Les avantages de ce type de réseau sont:
— la très bonne continuité de service;
— le faible écart de tension entre les abonnés placés en des points extrêmes du réseau;
— le bon rendement.

Mais, il présente les inconvénients suivants:

— en cas de court-circuit en un point du réseau, le courant peut atteindre des valeurs importantes car l'impédance du réseau maillé est très petite. L'élimination des défauts doit être assurée par les fusibles placés en tête des départs des postes, par ceux placés dans les boîtes de dérivation aux nœuds du réseau et par ceux qui se trouvent dans les boîtes de branchements; les problèmes de sélectivité qui se posent sont assez complexes et nécessitent des études;

— le coût d'établissement d'un tel réseau est élevé et ne se justifie que dans les très grandes villes où la densité de distribution est élevée (à Paris, réseau alternatif complémentaire désigné, en abrégé, R.A.C.).

4. SYSTÈMES DE DISTRIBUTION

Le courant continu a beaucoup perdu de son intérêt et son emploi pour la distribution sera donné à titre documentaire.

Le courant alternatif permet de distribuer économiquement l'énergie électrique dans un très grand rayon. D'une manière générale, une distribution en courant alternatif comprend :

a) un *réseau à haute tension* alimentant différents postes de transformation ;

b) un *réseau à basse tension* amenant le courant transformé aux points d'utilisation.

Deux modes de distribution peuvent être utilisés :

— la *distribution série* : les récepteurs sont en série et ils sont traversés par un courant constant (en alternatif, c'est l'intensité efficace du courant qui est constante) ;

— la *distribution en dérivation :* les récepteurs sont en parallèle et sont alimentés sous une tension constante (en alternatif, c'est la valeur efficace de la tension qui est constante).

4.1. Distribution série. — Dans une distribution série, tous les récepteurs R_1, R_2, R_3 et R_4 sont montés en série dans le circuit alimenté par la source S (fig. I-8). Pour isoler un

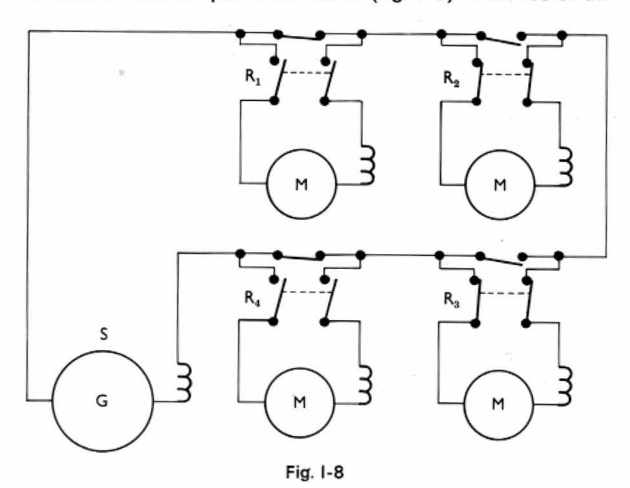


Fig. I-8

récepteur sans interrompre la continuité du circuit, il y a lieu de court-circuiter la ligne d'alimentation de ce récepteur.

Ce système de distribution a été utilisé avec du courant continu. La tension aux bornes de la source S est égale à la somme des tensions appliquées aux récepteurs en service augmentée de la perte en ligne ; cela conduit à des tensions élevées dès que la puissance demandée devient assez grande (ce qui peut devenir dangereux pour les usagers). La section des conducteurs est relativement faible et leur longueur est réduite au minimum.

Le système de distribution série a été également utilisé avec des courants alternatifs, pour l'éclairage par exemple ; les lampes à incandescence sont alimentées à tension constante par le secondaire d'un transformateur dont le primaire est monté en série sur la distribution.

Ce procédé de distribution, appelé système THURY, du nom de son inventeur, *est aujourd'hui abandonné ;* néanmoins, son emploi a été envisagé pour certains projets de lignes internationales de transport d'énergie à très grande distance.

4.2. Distribution en dérivation. — Le système de distribution à tension constante est maintenant le seul employé en courant alternatif pour les installations d'éclairage et de force motrice raccordées à un réseau public d'énergie électrique. Le réseau de distribution B.T. est triphasé : il permet d'obtenir soit les tensions 127 V et 220 V, soit les tensions 220 V et 380 V (V. t. 1, Électricité, chap. 34).

Quelques distributions de courant continu ont également été présentées car elles sont utilisées dans des installations de laboratoire ou des plates-formes d'essais.

4.2.1. Distribution de courant continu à 2 fils. — De chaque pôle de la source S (fig. I-9) part un conducteur de section uniforme et entre ces conducteurs sont établies des dérivations qui alimentent des récepteurs.

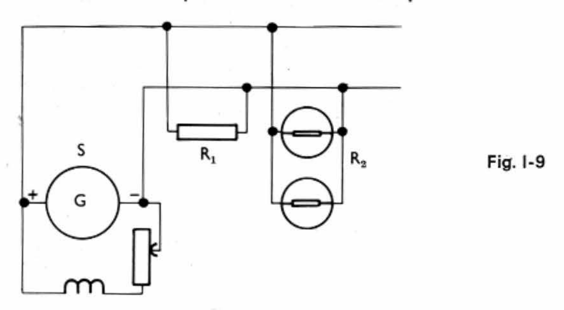


Fig. I-9

4.2.2. Distribution de courant continu à 3 fils ou à 2 ponts. — Deux sources à 115 ou 120 V, S_1 et S_2 (fig. I-10), sont mises en série et de ces sources partent trois conducteurs : l'un est connecté au pôle positif de l'ensemble, l'autre au pôle négatif et le troisième est relié au point commun aux deux sources (ce dernier est appelé *conducteur neutre* ou *compensateur*). On désigne sous le nom de *pont plus* le circuit formé par le premier conducteur et le compensateur et sous le nom de *pont moins* le circuit formé par le second conducteur et le compensateur. Trois conducteurs permettent ainsi d'obtenir deux tensions : 115 V et 230 V (ou 120 et 240 V).

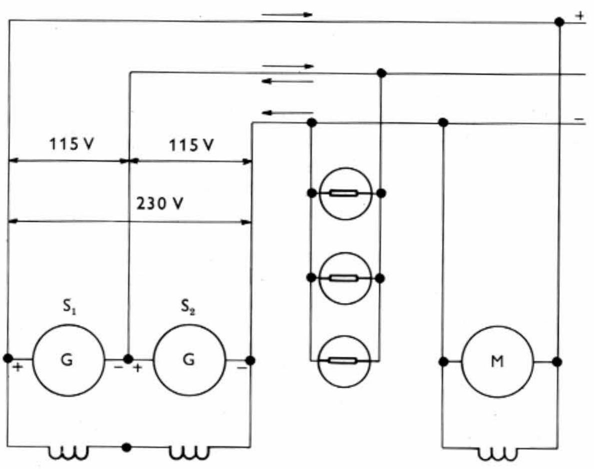


Fig. I-10

Si chaque conducteur extrême est parcouru par un courant de même intensité, c'est-à-dire si les ponts plus et moins sont également chargés, le compensateur n'est parcouru par aucun courant. Au contraire, si les ponts sont inégalement chargés, le compensateur est parcouru par un courant dont l'intensité est égale à la différence des intensités des courants circulant dans les conducteurs extrêmes. Pour cette raison, la section du compensateur est inférieure à celle de ces conducteurs (en général le tiers ou la moitié de cette section). Habituellement, le compensateur n'est pas isolé et il est quelquefois relié à la terre ; la plus grande différence de potentiel entre un conducteur et le sol est, au plus, égale à 115 V (ou 120 V).

L'inconvénient de ce procédé provient du fait que, si un pont est plus chargé que l'autre, il se produit un déséquilibre des tensions. Pour que le câble compensateur soit à un potentiel égal à la moyenne des potentiels des deux autres conducteurs, quel que soit le déséquilibre des ponts, on utilise une seule génératrice pour alimenter les conducteurs extrêmes. Le câble compensateur est alors alimenté par un dispositif spécial comprenant *deux dynamos identiques accouplées sur un même arbre* (elles sont appelées des *compensatrices*). Les induits sont reliés en série et l'ensemble des deux machines est connecté aux deux conducteurs extrêmes (fig. I-11). Le compensateur est raccordé au point commun des deux compensatrices ; l'inducteur de

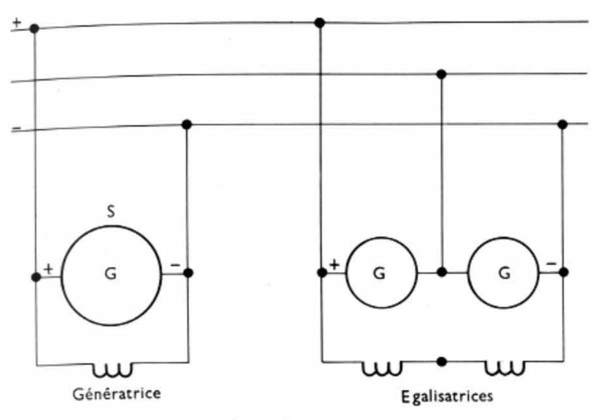


Fig. I-11

chaque compensatrice est relié aux conducteurs extrêmes par l'intermédiaire d'un rhéostat. On fait varier simultanément, et en sens inverse, l'excitation des compensatrices de façon que la machine branchée sur le pont le moins chargé fonctionne en moteur et entraîne l'autre machine qui fonctionne en génératrice et débite sur le pont le plus chargé.

Dans certains cas, pour éviter de faire aboutir le câble compensateur à l'usine, on utilise des *égalisatrices* que l'on branche en divers points du réseau (fig. I-12). Les

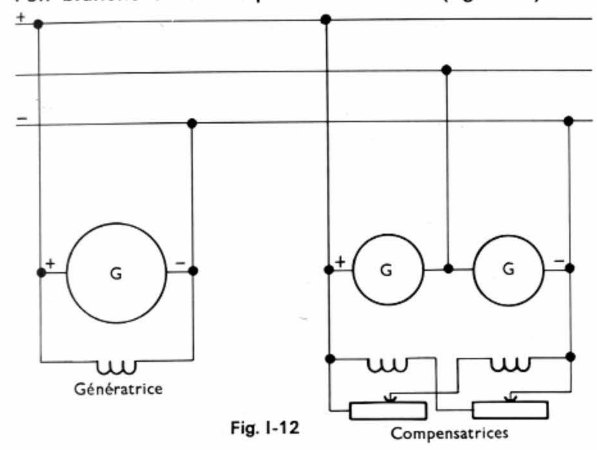


Fig. I-12

égalisatrices sont deux dynamos identiques, *montées sur le même arbre et associées en série ;* le point commun du montage est relié au câble compensateur tandis que l'autre sortie de chaque machine est reliée soit au pôle positif, soit au pôle négatif de la distribution ; les inducteurs sont reliés en série et branchés aux bornes de la distribution. Lorsque les ponts sont sous la même tension, les égalisatrices tournent comme moteurs à vide ; si un pont est plus chargé que l'autre, la différence de potentiel aux bornes de l'induit branché sur ce pont diminue et la machine fonctionne en génératrice : l'égalité des tensions entre les deux ponts peut ainsi être rétablie par ce moyen.

4.2.3. Distribution de courant continu à 5 fils ou à 4 ponts. — Les possibilités sont accrues en ajoutant deux fils supplémentaires et en plaçant les deux conducteurs extrêmes sous une différence de potentiel de 460 V : on peut ainsi brancher les installations sous 115 V au moyen de l'un quelconque des quatre ponts.

Pour limiter le déséquilibre des ponts, il a fallu prévoir un dispositif automatique de réglage des tensions. On utilise à cet effet, des *égalisatrices* c'est-à-dire quatre dynamos calées sur le même arbre et montées en série ; elles sont placées en parallèle entre les conducteurs extrêmes de la distribution (fig. I-13) ; les inducteurs sont montés en série et sont aussi raccordés à ces conducteurs extrêmes. De cette façon, chaque machine fonctionne, soit en moteur, soit en génératrice et on obtient ainsi une régulation automatique de la tension.

Dans un réseau continu à cinq fils, les conducteurs ex-

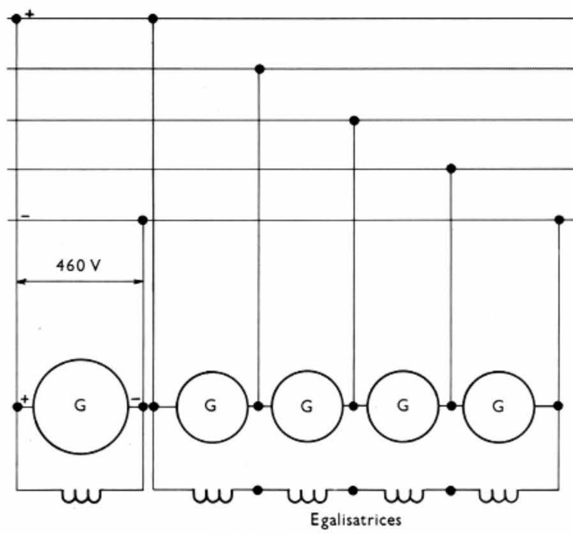


Fig. I-13

trêmes sont parcourus par le courant total alors que les conducteurs intermédiaires sont parcourus par un courant beaucoup plus faible ; la chute de tension dans les ponts extrêmes est plus forte que dans les ponts intermédiaires. Pour compenser, au départ de la sous-station on cherche quelquefois à avoir une tension légèrement supérieure pour les ponts extrêmes, par exemple 125 ou 130 V, alors que pour les ponts intermédiaires, on règle la tension à 120 ou 125 V.

4.2.4. Distribution monophasée. — Ce système de distribution peut comporter soit deux fils (fig. I-14), soit trois fils (fig. I-15). La disposition en boucle peut être naturellement appliquée à ces distributions.

L'inconvénient de la distribution monophasée est qu'elle ne permet pas l'emploi de moteurs asynchrones polyphasés dont les applications sont très variées (ces moteurs équipent de très nombreuses machines utilisées dans les installations industrielles, même de faible importance, et dans les installations agricoles). Cet inconvénient est moins grave lorsqu'il s'agit d'installations domestiques car les puissances nécessaires sont plus faibles et il est alors possible d'employer des moteurs universels et des moteurs asynchrones monophasés (V. t. 1, Électrotechnique chap. 13).

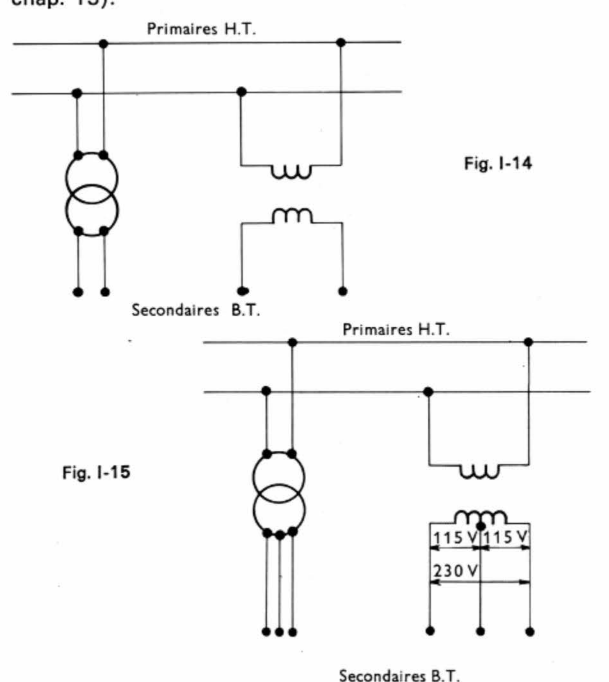


Fig. I-14

Fig. I-15

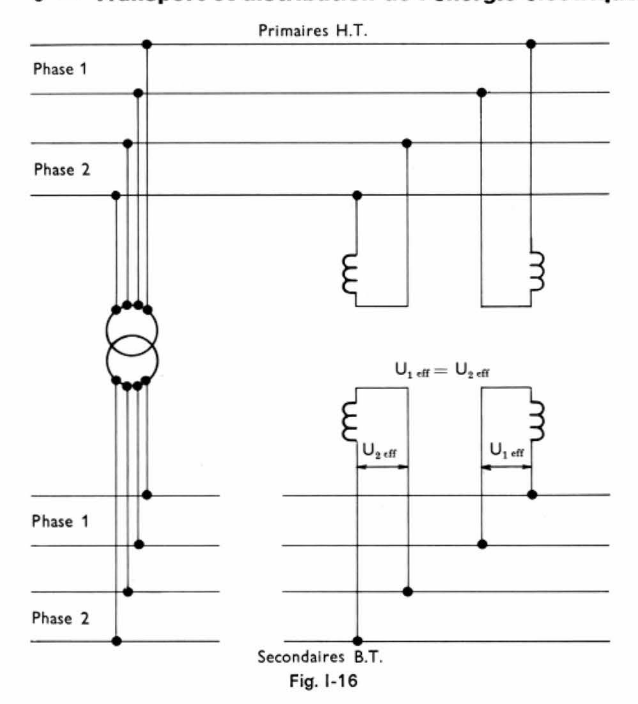


Fig. I-16

4.2.5. Distribution diphasée. — Elle comprend deux circuits monophasés dont les tensions d'alimentation sont déphasées de 90° l'une par rapport à l'autre (fig. I-16) : c'est le *système diphasé à quatre fils* (V. t. 1, Électricité, chap. 34).

On peut réaliser un *système diphasé à trois fils* en reliant entre eux un conducteur de chaque phase ; dans ce cas, si la tension efficace entre chaque phase est 110 V, la tension entre les deux fils extrêmes est $110 \times \sqrt{2} = 155$ V (fig. I-17).

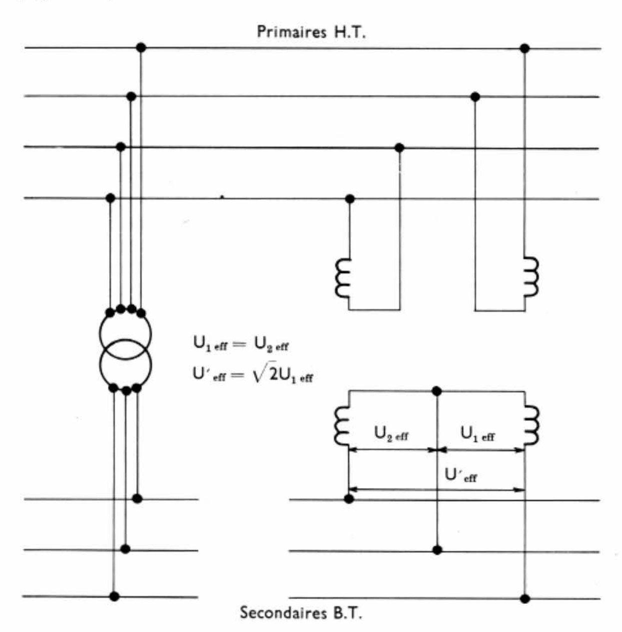


Fig. I-17 — Si U_1 eff = 110 V, U' eff = 155 V

La distribution *diphasée à cinq fils* a été utilisée un temps pour l'alimentation en énergie électrique de nombreux quartiers de Paris. La tension secondaire est de 230 V par phase ; on relie entre eux les points milieux des secondaires des transformateurs et c'est à ce point commun qu'est connecté le cinquième fil de la distribution. Ce fil, appelé *conducteur neutre* (fig. I-18), est généralement relié à la terre. Entre le neutre et chaque conducteur, apparaît une

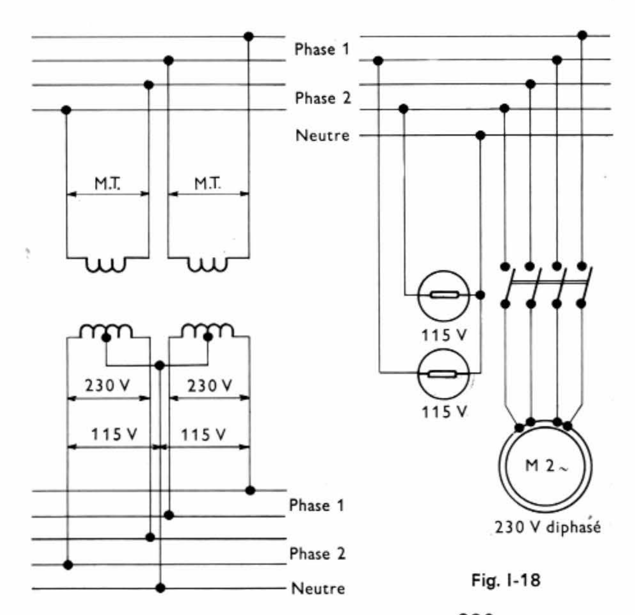


Fig. I-18

tension moitié de celle d'une phase, soit $\frac{230}{2} = 115$ V ; entre deux fils de phases différentes, la tension est égale à $115 \times \sqrt{2} = 162$ V.

4.2.6. Distribution triphasée. — Une distribution rriphasée comporte généralement quatre conducteurs : trois sont appelés conducteurs de phase et le quatrième, relié au point commun des transformateurs alimentant le réseau, est le *conducteur neutre* (fig. I-19). La tension entre deux conducteurs de phase (tension composée) est $\sqrt{3}$ fois plus grande que la tension entre un conducteur de phase et le neutre (tension simple). Cela explique qu'on caractérise un tel réseau au moyen de deux tensions (ré-

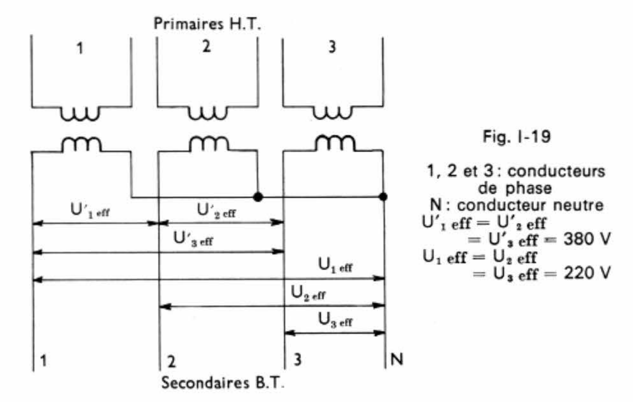


Fig. I-19

1, 2 et 3 : conducteurs de phase
N : conducteur neutre
U'_1 eff = U'_2 eff = U'_3 eff = 380 V
U_1 eff = U_2 eff = U_3 eff = 220 V

seau 127/220 V ou réseau 220/380 V) ; la première représente la tension simple et la seconde est la tension composée correspondante (V. t. 1, Électricité, chap. 34). Un tel système de distribution permet donc d'utiliser simultanément des tensions différentes et d'alimenter des récepteurs monophasés ou triphasés (fig. I-20). Il est aussi possible de supprimer le conducteur neutre ; la distribution est alors réalisée au moyen de trois conducteurs (fig. I-21). L'alimentation de récepteurs triphasés déséquilibrés, montés en étoile, peut alors poser de délicats problèmes, car les tensions efficaces aux bornes de chaque phase du montage peuvent être très différentes (dans un réseau à quatre fils, le neutre permettait d'obtenir que ces tensions restent égales, même en cas de déséquilibre important).

5. COMPARAISON DES DIFFÉRENTS SYSTÈMES DE DISTRIBUTION DE COURANT ALTERNATIF

Après avoir examiné chaque système de distribution séparément, il y a lieu de comparer ces systèmes entre eux et de déterminer la masse de cuivre nécessaire à chacun

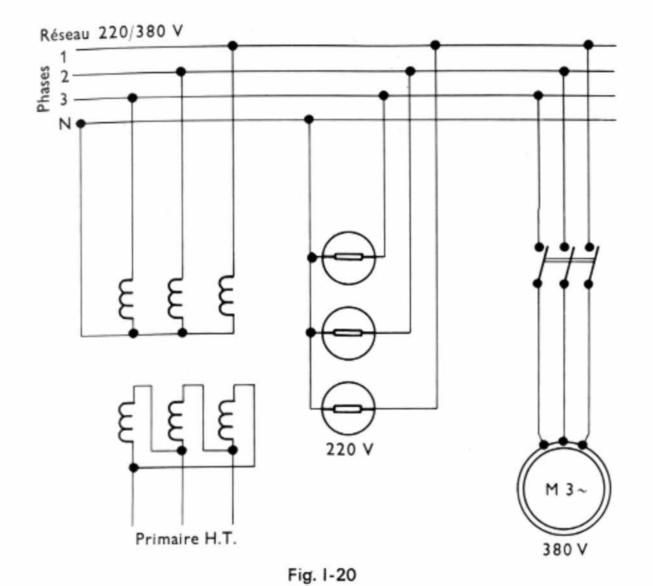


Fig. I-20

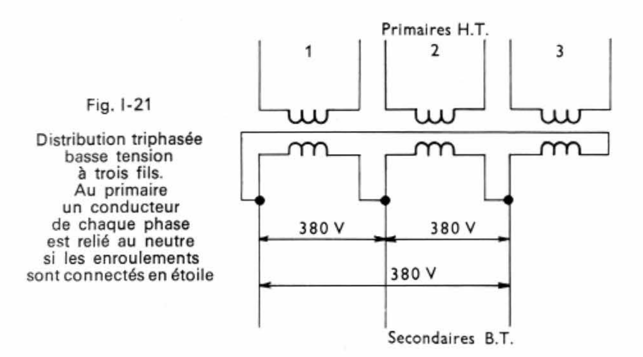


Fig. I-21

Distribution triphasée basse tension à trois fils. Au primaire un conducteur de chaque phase est relié au neutre si les enroulements sont connectés en étoile

d'eux pour transporter une même puissance P à une même distance, en admettant la même tension et la même perte en ligne ; pour simplifier les calculs, on supposera que le facteur de puissance de l'installation alimentée est égal à 1.

On compare d'abord un système triphasé, supposé équilibré, et un système monophasé (fig. I-22). On désigne par U_{eff}, I_{eff} et R respectivement, la tension efficace, l'intensité efficace du courant et la résistance d'un conducteur dans le cas du monophasé ; soit U'_{eff}, I'_{eff} et R' les grandeurs correspondantes dans le cas triphasé (U'_{eff} est la tension composée et I'_{eff} est l'intensité efficace du courant dans un conducteur de phase). D'autre part, on appelle S et G la section et la masse des conducteurs dans le cas du monophasé, S' et G' les grandeurs correspondantes dans le cas du triphasé.

Par hypothèse :

$$U_{eff} = U'_{eff} \quad \text{et : } 3\ R'\ I'^2_{eff} = 2\ R\ I^2_{eff}$$

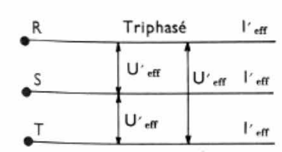
D'autre part, on peut écrire ($\cos \varphi = 1$) :

$$P = U_{eff}\ I_{eff} = U'_{eff}\ I'_{eff}\ \sqrt{3},$$

D'où : $I'_{eff} = \dfrac{I_{eff}}{\sqrt{3}}$ puisque : $U_{eff} = U'_{eff}$

et il vient : $R' = 2\ R$ et : $S' = \dfrac{S}{2}$.

Donc : $\dfrac{G'}{G} = \dfrac{3\ S'}{2\ S} = \dfrac{3}{4}$.



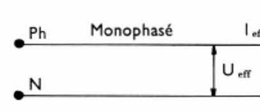


Fig. I-22

Dans le système triphasé, il ne faudra que les trois quarts de la masse de métal conducteur nécessaire en monophasé.

Dans le cas du système triphasé avec fil neutre (fig. I-23),

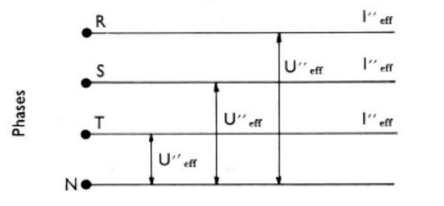


Fig. I-23

si la valeur efficace de la *tension entre chaque fil de phase et le neutre* est égale à U''_{eff}, et si l'intensité efficace du courant dans un fil de phase est I''_{eff}, on aura :

$$3\ U''_{eff} . I''_{eff} = U_{eff}\ I_{eff} \Rightarrow I''_{eff} = \frac{I_{eff}}{3}$$

Par ailleurs, si R'' désigne la résistance d'un conducteur du système triphasé :

$$3\ R''\ I''^2_{eff} = 2\ R\ I^2_{eff}$$

et :

$$\frac{S''}{S} = \frac{R}{R''} = \frac{1}{6}$$

Avec un conducteur neutre de section égale à la moitié de celle de chaque fil de phase, on peut écrire :

$$\frac{G''}{G} = \frac{3\ S'' + \dfrac{S''}{2}}{2\ S} = \frac{7}{24} = 0{,}2917.$$

Ce résultat provient de ce que le transport d'énergie est réalisé sous une tension de valeur efficace $\sqrt{3}$ fois plus grande (pour le réseau triphasé, la valeur efficace de la tension composée est égale à $U''_{eff}\sqrt{3}$).

On va comparer maintenant les systèmes monophasé et diphasé à trois fils (il est inutile de comparer le monophasé avec le diphasé à quatre fils qui n'est autre qu'un double circuit monophasé ; la masse de métal est la même dans les deux cas). On désigne par U'_{eff} la valeur efficace de la tension entre le conducteur commun et celui d'une phase, par I'_{eff} l'intensité efficace du courant dans un fil de phase, par R' la résistance de chaque conducteur de phase et par R_C celle du conducteur commun (fig. I-24). En conservant les mêmes notations que précédemment, pour le réseau monophasé, on peut écrire :

$$P = 2\ U'_{eff}\ I'_{eff} = U_{eff}\ I_{eff}$$

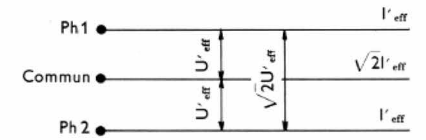


Fig. I-24

Si l'on prend $U_{eff} = \sqrt{2}\ U'_{eff}$ (valeur efficace de la tension entre les deux fils de phase), il vient : $I'_{eff} = \dfrac{I_{eff}}{\sqrt{2}}$.

Le courant dans le conducteur commun ayant une intensité efficace égale à $I_{eff}\sqrt{2}$, on obtient l'égalité suivante :

$$2\ R'\ I'^2_{eff} + R_C\ (I'_{eff}\sqrt{2})^2 = 2\ R\ I^2_{eff}$$

$$\text{soit : } R' + R_C = 2R$$

Comme les sections doivent être proportionnelles aux intensités efficaces des courants, il faut que $\dfrac{R'}{R_C}$ soit égal à $\sqrt{2}$. Par conséquent on peut écrire :

$$\frac{R'}{R} = \frac{S}{S'} = \frac{2\sqrt{2}}{1 + \sqrt{2}}$$

et le rapport des masses de métal devient égal à :

$$\frac{G}{G'} = \frac{2\ S' + S'\sqrt{2}}{2\ S} = \frac{3 + 2\sqrt{2}}{4} = 1{,}457$$

Le courant diphasé semblerait donc désavantageux; mais, si au lieu de prendre la tension entre conducteurs extrêmes égale à U_{eff}, on choisit la tension intermédiaire égale à cette valeur, par le même procédé de calcul on tire :

$$\frac{G''}{G} = \frac{1,457}{2} = 0,7285$$

En ne considérant que la masse de cuivre, les systèmes diphasé et triphasé sont équivalents mais le prix de revient global est en faveur d'une installation triphasée.

6. INSTALLATIONS. CONSTITUTION GÉNÉRALE

Par installation, il faut entendre l'ensemble des matériels mis en œuvre pour la production, pour le transport, pour la transformation, pour la distribution ou pour l'utilisation de l'énergie électrique.

Parmi ces matériels, on peut distinguer :

- pour le *transport :* les conducteurs électriques et leurs accessoires,
- pour la *transformation :* les transformateurs,
- pour l'*établissement et l'interruption* des courants : les organes de commande,
- pour les *raccordements :* les organes de connexion et de dérivation,
- pour la *sécurité* et la *protection :* les organes de détection agissant sur des organes de commande,
- pour *assurer* et *contrôler* certains fonctionnements : les organes de réglage.
- pour *mesurer* l'énergie : les appareils de mesure et de comptage.

Tous ces matériels sont élaborés en respectant des conditions précises consignées dans les normes établies et diffusées par l'Union Technique de l'Electricité (U.T.E.) en France. Cette association interprofessionnelle groupe l'ensemble des industries électriques et électroniques françaises ; elle attribue et contrôle les marques de conformité aux normes.

CHAPITRE II

CONTRAINTES SUBIES PAR LE MATÉRIEL

Classification des matériaux isolants suivant leur température maximale d'utilisation (extrait des normes)

Température maximale d'utilisation	Classe	Matière isolante
90 °C	*Y*	Sans imprégnation : — Coton, soie, papiers, cartons, bois. — Caoutchouc. — Polyacrylates, polyéthylène, polystyrène, urée-formol, polychlorure de vinyle, fibre d'acétate de cellulose, fibre de polyamide, fibre vulcanisée.
110 °C	*A*	— Coton, soie, papiers, cartons, bois et stratifiés phénoplastes, fibre d'acétate de cellulose, fibre de polyamide, fibre vulcanisée (avec imprégnation par résines naturelles ou immersion dans diélectrique liquide). — Acétate de cellulose, résines polyesters, émaux oléorésineux, émaux polyamides.
120 °C	*E*	— Émaux aux résines polyuréthanes ou époxydes. — Stratifiés coton ou papier agglomérés aux résines mélamines ou phénoliques. — Résines polyesters. — Toiles vernies à base d'alkydes et d'huile.
130 °C	*B*	— Fibre de verre, amiante pour isolation de fil avec imprégnation aux vernis gras. — Tissu de verre et amiante imprégnés aux vernis à base de résines synthétiques et d'huile.
130 °C	*B*	— Mica aggloméré aux résines alkydes, polyesters, époxydes. — Stratifiés de tissu de verre, stratifiés amiante, agglomérés aux résines mélamines, phénoliques ou polyesters.
155 °C	*F*	— Fibre de verre et amiante imprégnées époxydes (isolation de fils). — Tissu de verre imprégné aux résines alkydes, époxydes, polyesters, polyuréthanes. — Mica aggloméré aux résines alkydes, époxydes, polyesters, polyuréthanes, silicones.
180 °C	*H*	— Fibre de verre, amiante imprégnée aux silicones (isolation de fils). — Tissu de verre, amiante imprégnée de silicones. — Mica aggloméré aux résines silicones. — Stratifiés de tissus de verre, stratifiés d'amiante agglomérés aux silicones. — Élastomères de silicones.
plus de 180 °C	*C*	— Mica, porcelaine et céramiques, verre, quartz. — Tissu de verre et amiante traités, mica, agglomérés par résines silicones à stabilité thermique élevée. — Polytétrafluoréthylène. — Alumine des fils et rubans d'aluminium oxydés.

Les *contraintes* sont tous les effets, efforts, actions physiques ou chimiques susceptibles de produire une usure ou des déformations *normales* ou *anormales* d'un matériel électrique. Les contraintes normales entraînent une usure ou (et) un vieillissement des matériels. Au contraire, les contraintes anormales, les phénomènes intempestifs (chocs, courts-circuits, coups de foudre) peuvent provoquer des usures rapides, des vieillissements prématurés ou des destructions immédiates.

Du fait de ces contraintes, de nombreux problèmes sont posés aux techniciens pour la réalisation des matériels et pour l'utilisation de ceux-ci dans les divers équipements. Ils doivent veiller à la sécurité des personnes et des objets tout en tenant compte du prix de revient, de l'esthétique, de la facilité d'emploi et d'exploitation.

Le respect des normes et des différents textes réglementaires permet évidemment d'éviter, dans une large mesure, les effets nocifs des différentes contraintes.

On distinguera :

— les *contraintes thermiques* qui provoquent un échauffement des appareils ou machines ;

— les *contraintes mécaniques* qui provoquent des usures, des déformations, des bris de matériel ;

— les *contraintes électrodynamiques* dues aux forces d'attraction ou de répulsion entre conducteurs parcourus par des courants ;

— les *contraintes diélectriques* qui peuvent engendrer le claquage des isolants ;

— les *contraintes chimiques* ou *électrochimiques*, causes d'oxydation et de phénomènes d'électrolyse à effets destructifs ;

— les *contraintes électriques : surintensités* diverses (surcharges, courts-circuits) et *surtensions*.

1. CONTRAINTES THERMIQUES

En fonctionnement normal toute machine, toute portion de circuit est le siège d'un dégagement de chaleur. Les pertes par effet Joule et éventuellement par courants de Foucault et par hystérésis, ainsi que les pertes mécaniques dans les machines tournantes (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 2) entraînent une élévation de température. En régime permanent, la température de chaque partie de machine ou de chaque élément de circuit conserve une valeur constante appelée *température de fonctionnement*. Celle-ci doit rester inférieure à une limite afin de ne pas réduire la durée de vie du matériel ; cette *température limite de fonctionnement* dépend des isolants comme l'indique le tableau précédent.

La limitation de l'échauffement dans une machine ou dans un appareil est indispensable pour des raisons économiques (il faut éviter de diminuer le rendement inutilement) et pour des raisons de sécurité. En effet, la chaleur a de nombreux effets néfastes :

— Sur les *métaux :* modification de leurs propriétés électriques (augmentation de leur résistivité), mécaniques et magnétiques.

— Sur les *isolants :* diminution de leurs propriétés diélectriques et vieillissement prématuré ; il en résulte un accroissement des risques d'amorçage d'arcs entre pièces sous tension et des risques de courts-circuits.

— Sur les *joints :* risque de soudure des contacts et de fusion des soudures.

— Sur les *huiles de graissage ou de refroidissement* (transformateurs) : diminution de leurs qualités lubrifiantes et isolantes, décomposition et production de dépôts charbonneux.

Par ailleurs, la dilatation des matériaux est à l'origine de tensions mécaniques importantes, surtout lorsque des matériaux à coefficient de dilatation différent (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 3) sont assemblés de façon rigide.

Il est important d'avoir bien présentes à l'esprit les deux formes suivantes de la loi de Montsinger :

— Si la température de fonctionnement d'une machine est *augmentée de 10 %*, la durée de vie est *réduite de moitié*.

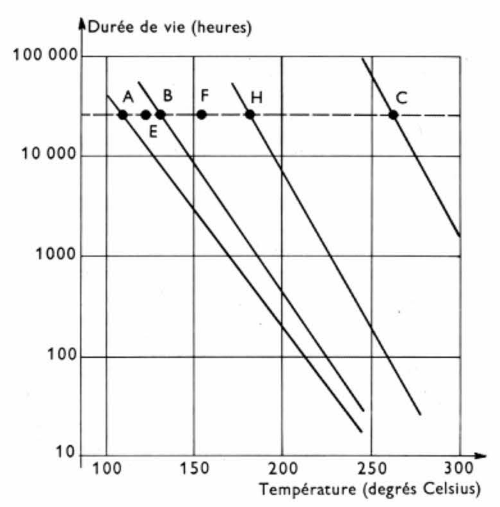


Fig. II-1 — Durée de vie d'un isolant selon sa classe et selon sa température d'utilisation

— Si la température de fonctionnement d'une machine est *diminuée de 10 %*, la durée de vie *double* (fig. II-1).

Pour limiter ces contraintes thermiques, il faut éviter tout échauffement inutile en choisissant des matériaux de résistivité faible (argent, cuivre, aluminium) et en adoptant des densités de courant en rapport avec l'échauffement toléré et avec les possibilités de refroidissement. Lorsque des pièces sont en contact, il est nécessaire de réduire la résistance de contact en maintenant constamment une pression suffisante malgré les chocs et les vibrations. De plus, les parties en contact doivent être réalisées en matériaux peu oxydables et il faut assurer leur autonettoyage. Des dispositifs, pour l'extinction des arcs, doivent être insérés dans les appareils de coupure.

De plus, il est nécessaire de faciliter le refroidissement des machines et diverses précautions sont prises dans ce but :

— augmentation de la surface en contact avec le fluide de refroidissement ; elle est munie d'ailettes de refroidissement (carcasse de moteurs, cuves de transformateurs), de nervures, de canaux de ventilation (induits de moteurs et d'alternateurs) ;

— augmentation du coefficient de convexion du « corps chaud » en choisissant judicieusement sa forme et son emplacement ;

— augmentation de la vitesse relative de déplacement du fluide de refroidissement (ventilation forcée par exemple) ;

— diminution de la température de ce fluide pour favoriser les échanges thermiques.

Les fluides de refroidissement doivent être caractérisés par une grande chaleur massique, par une bonne conductibilité thermique et une faible viscosité ; ils doivent être incombustibles et ne doivent pas provoquer la corrosion du corps à refroidir.

Les fluides utilisés sont essentiellement :

— l'air : dans les moteurs, les génératrices, les alternateurs jusqu'à 25 000 kW ;

— l'eau : hydroréfrigérant destiné à refroidir le fluide de refroidissement (air ou hydrogène) circulant en circuit fermé (alternateurs) ;

— l'huile et le pyralène : dans des transformateurs où ils assurent le refroidissement et l'isolement ;

— l'hydrogène : dans les alternateurs de grandes puissances (V. t. 1, Centrales thermiques).

V. tableau des limites d'échauffement page suivante.

2. CONTRAINTES MÉCANIQUES

Sans subir de déformations préjudiciables, chaque élément de machine ou d'appareil doit résister aux différents efforts subis en service normal et aussi dans certaines

conditions exceptionnelles (coups de foudre, courts-circuits par exemple).

On remédie aux inconvénients résultant des contraintes mécaniques en choisissant judicieusement les matériaux et les formes des pièces et en adoptant des coefficients de sécurité suffisamment grands.

3. CONTRAINTES ÉLECTRODYNAMIQUES

Quand deux conducteurs parallèles sont parcourus par des courants de même sens, il y a attraction ; s'ils sont parcourus par des courants de sens inverse, il y a répulsion (fig. II-2). Il peut aussi y avoir création de forces électrodynamiques lorsqu'un conducteur forme une boucle et est parcouru par un courant (V. t. 1, Électricité, chap. 24). En cas de surintensités importantes (comme celles provoquées par un court-circuit), ces forces d'attraction ou de répulsion peuvent avoir des effets destructifs (l'intensité de cette force $\vec{F}$ augmente comme le carré de l'intensité du courant et elle est très grande en cas de court-circuit.)

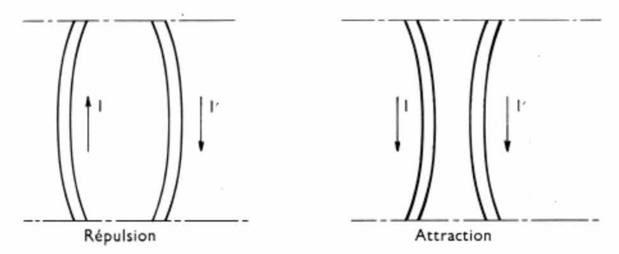


Fig. II-2

Dans certains appareils de coupure, si le verrouillage ou la force de maintien est insuffisante, la force électrodynamique qui prend naissance peut provoquer l'ouverture du circuit ou elle peut empêcher ou gêner sa fermeture (fig. II-3). Sous l'action de cette force $\vec{F}$, la pression aux contacts peut être notablement diminuée (fig. II-4).

Si, dans certains cas, il est possible d'utiliser cette force pour augmenter la pression aux contacts (fig. II-5), généralement il faut limiter les contraintes électrodynamiques. Cela peut être obtenu :

— en plaçant convenablement les éléments conducteurs ; par exemple, si deux barres conductrices parallèles sont placées de champ, elles seront convenablement entretoisées et fixées pour augmenter la rigidité mécanique ;

Extraits de normes concernant les limites d'échauffement admises pour le matériel électrique

1° Limites d'échauffement admises pour les transformateurs de la classe *B*.

Type	Élément	Limite d'échauffement
Transformateurs dans l'air	Enroulements une couche	85 °C
	Autres enroulements	80 °C
Transformateurs immergés	Enroulements	60 °C
	Circuit magnétique	70 °C
	Huile	50 °C
Transformateurs immergés avec refroidissement de l'huile	Huile, avec conservateur d'huile ou matelas d'azote	55 °C
	Enroulements	65 °C
	Circuit magnétique	75 °C
	Huile	75 °C

2° Limites d'échauffement admises pour les moteurs.

Classes	*A*	*E*	*B*	*F*	*H*
Enroulements	50 à 65 °C	65 à 80 °C	70 à 90° C	85 à 110 °C	105 à 135 °C
Collecteurs	60 °C	75 °C	80 °C	90 °C	100 °C
Circuits magnétiques	60 °C	75 °C	80 °C	100 °C	125 °C
Paliers lisses	45 °C	45 °C	45 °C		
Paliers à roulements	60 °C	60 °C	60 °C		

3° Limites d'échauffement admises pour des pièces d'appareillage.

Élément	Matériau	Limite d'échauffement
Pièces de contact (sans élasticité)	cuivre, laiton, bronze	65 °C
Pièces de contact formant ressort	cuivre	35 °C
	laiton, bronze	65 °C
Ressorts	acier	110 °C
Pièces métalliques en contact avec les isolants ci-contre ou similaires	ardoise, marbre	60 °C
	fibre, papier, bois imprégné	55 °C
Soudure à l'étain		60 °C
Bornes		35 °C
Poignées d'organes		15 °C
Parties accessibles au toucher		35 °C

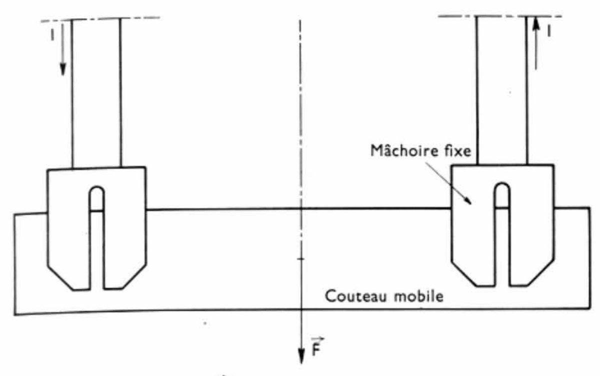


Fig. II-3 — La force $\vec{F}$ tend à provoquer l'ouverture du circuit

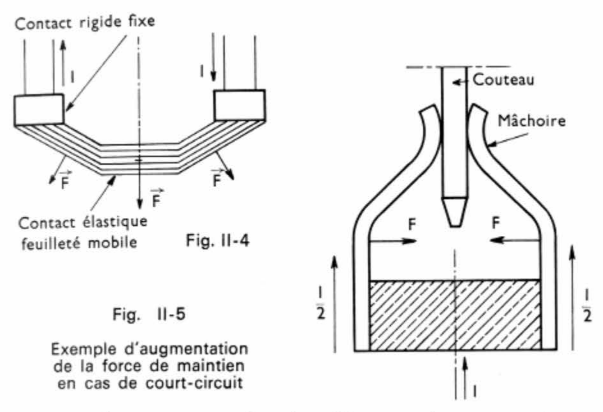


Fig. II-4

Fig. II-5

Exemple d'augmentation de la force de maintien en cas de court-circuit

— en fixant et en calant les éléments (comme cela est le cas pour les bobinages de transformateurs) ;

— en étudiant et en concevant rationnellement les éléments (emploi de contacts rectilignes : fig. II-6).

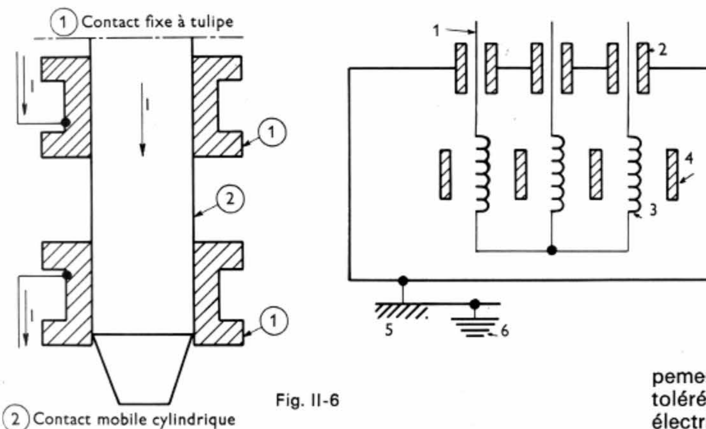


Fig. II-6

4. CONTRAINTES DIÉLECTRIQUES

Les corps diélectriques sont utilisés comme isolants dans les machines et les appareils. En effet, il est nécessaire d'isoler les pièces actives par rapport à la masse (donc par rapport à la terre) et aussi d'isoler entre elles les parties qui sont portées à des potentiels différents. Dans certains cas, un liquide diélectrique sert à la fois pour l'isolation et pour le refroidissement (comme dans les transformateurs par exemple).

Un isolant peut être en contact avec des pièces sous tension (fig. II-7) ; si sa résistivité est insuffisante, un courant, appelé *courant de fuite*, le traverse. Par ailleurs, même sans être en contact avec des pièces entre lesquelles une d.d.p. est appliquée, un isolant est placé dans le champ électrique qui prend naissance entre les diverses parties qu'il sépare. Si sa rigidité diélectrique est inférieure au gradient de potentiel auquel il est soumis, un arc s'établit : c'est le *claquage* (V. t. 1, Électricité, chap. 16).

Un amorçage en surface, par contournement de l'isolant, peut aussi se produire pour une tension inférieure à celle qui détermine la perforation ; cet amorçage résulte soit de l'humidité des isolants, soit de leur manque de propreté, soit de la présence de traces charbonneuses. D'autre part, l'action de la chaleur et des effluves se traduit par une destruction lente (vieillissement) : la rigidité diélectrique diminue.

Chaque fois qu'un amorçage se produit, il y a court-circuit et risque d'avaries de matériel et d'accident de personnes. Il est donc nécessaire de choisir l'isolant en tenant compte de ces contraintes diélectriques. La *tension de service* (tension U pour le fonctionnement normal) et la *tension d'essai* (souvent $2\,U + 1\,000$ V) déterminent l'épaisseur de l'isolant. La nature du diélectrique dépend d'un grand nombre de facteurs et notamment de la température maximale de fonctionnement (classes *Y, A, B*, etc.), des pertes diélectriques admissibles, des propriétés physiques et mécaniques exigées (résistance à l'extension, à la compression, à l'usure, aux chocs) et aussi de la résistance du corps à la combustion, à l'action des isolants voisins et à celle des vapeurs corrosives.

Pour limiter les effets des contraintes diélectriques, la plupart des isolants subissent divers traitements qui permettent d'éliminer toute humidité et d'améliorer leurs propriétés diélectriques (et mécaniques dans certains cas). *L'étuvage* permet d'extraire l'eau contenue dans les isolants solides en associant soit chauffage et ventilation, soit chauffage et vide partiel. Cette opération est suivie d'une *imprégnation* qui a pour but d'éviter que l'eau, l'air ou un gaz ne pénètre à nouveau dans le corps : imprégnation par *trempage* dans un liquide diélectrique, l'huile par exemple, ou imprégnation par une résine synthétique. Cette imprégnation confère d'ailleurs aux bobinages une certaine rigidité mécanique et un aspect extérieur plus agréable, plus esthétique souvent.

L'imprégnation sous vide complétée par une imprégnation sous pression (la pression est exercée à la surface du vernis lorsque le corps est complètement immergé dans celui-ci) est surtout utilisée pour le matériel des équi-

Fig. II-7

Disposition montrant qu'un isolant se trouve dans un champ électrique dû aux d.d.p. entre conducteurs et aux d.d.p. entre conducteurs et enceinte

1. Conducteur isolé
2. Passage isolant
3. Fil de bobinage isolé
4. Ambiance isolante (huile, air sec, hydrogène) ou isolation par bourrage (lames de papier, carton, etc.)
5. Enceinte métallique reliée intentionnellement ou naturellement ou fortuitement à la terre
6. Réseau de terre édifié ou liaison naturelle ou fortuite

pements haute tension. Aucune enclave d'air ne peut être tolérée, car l'ionisation de ce gaz (sous l'action du champ électrique très grand) est la cause d'amorçage ; de plus, il se forme de l'ozone qui attaque cuivre et isolant.

Après imprégnation, les pièces (bobines par exemple) ou appareils sont séchés dans une étuve, ce qui provoque soit l'oxydation des isolants, soit leur polymérisation (selon leur nature). Certains isolants sèchent rapidement et naturellement ; généralement, il est nécessaire d'incorporer un durcisseur au moment de l'emploi. Dans de nombreux cas (surtout en bobinage), une double imprégnation est réalisée : les opérations d'étuvage et de trempage sont répétées à 24 heures d'intervalle environ.

Exemples de vernis d'imprégnation :

— *Vernis gomme laque* (solvant : alcool) ; sèche à l'air ; s'utilise pour les collages et les finitions.

— *Vernis gras* (résine, asphalte, poix, huile, gomme) ; souple, sèche à l'air ; s'emploie pour le matériel basse tension.

— *Vernis aux résines phénoliques ;* durcit par polycondensation ; résiste à l'huile, aux vapeurs acides et à la chaleur.

— *Vernis aux résines aminoplastes ;* durcit par polymérisation ; présente des propriétés analogues au vernis précédent.

— *Vernis aux résines époxydes ;* durcit par polymérisation ; très résistant à la chaleur.

— *Vernis aux résines silicones ;* résiste bien à l'humidité.

— *Vernis polyuréthane ;* très résistant à la chaleur.

Les isolants liquides comme les huiles sont dégazés avant utilisation. Après remplissage de l'appareil, il faut éviter toute oxydation et toute entrée d'eau. Pour cette raison, l'isolant liquide est surmonté d'une atmosphère neutre (par exemple de l'azote), contenue dans un conservateur ou « vase d'expansion ».

Pour éliminer les contraintes diélectriques résultant de la présence de charges statiques, les éléments conducteurs susceptibles d'être électrisés sont reliés à la terre et les éléments isolants sont soumis à l'action de *neutralisateurs* ou *éliminateurs*. Certains mettent en œuvre le pouvoir des pointes pour provoquer la décharge de l'élément auquel ils sont reliés (V. t. 1, Électricité, chap. 14). Ces *neutralisateurs électriques* peuvent être alimentés sous des tensions alternatives comprises entre 5 et 15 kV pour entretenir artificiellement la décharge aux pointes (cette décharge se réalise facilement lorsque le potentiel de la pointe est élevé). D'autres éliminateurs mettent à profit le pouvoir ionisant des radiations α ou β (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 2). Une substance radioactive émet des particules (α ou β) qui ionisent l'air dans le voisinage de la surface à décharger ; celle-ci attire toute charge de signe contraire à celle qu'elle porte et la neutralisation désirée est ainsi facilement obtenue. Dans les éliminateurs radioactifs à rayons alpha, le corps radioactif est du radium ou du polonium ; dans les éliminateurs radioactifs à rayons bêta, il s'agit de thallium 204, de strontium 90 ou d'yttrium 90.

5. CONTRAINTES ÉLECTROCHIMIQUES

Deux métaux différents, en contact avec une solution acide, basique ou saline, constituent une pile qui peut fournir un courant à un circuit extérieur. Le sens du courant dépend des métaux en présence ou plus exactement de leur électropositivité respective.

Celui qui constitue l'anode est toujours attaqué (V. t. 2, Électrochimie, chap. 4). Le raccordement, l'assemblage, la juxtaposition de deux métaux différents, surtout en milieu humide, amènent donc la corrosion de l'un d'entre eux (c'est le cas avec un raccordement aluminium-cuivre qui n'est pas correctement exécuté ; V. chap. 5). Dans certains cas, des métaux recouverts d'une couche protectrice poreuse d'un métal d'une autre nature (exemple du zinc sur de l'acier doux) sont attaqués à l'endroit des porosités dès qu'ils sont exposés à l'humidité.

Divers moyens sont utilisés pour éviter cette attaque électrochimique. Pour ce qui concerne les revêtements de surface, il importe que la couche d'apport adhère parfaitement à la surface traitée et que le métal d'apport soit parfaitement homogène.

6. CONTRAINTES ÉLECTRIQUES

Ce sont les surintensités et les surtensions.

On appelle *surintensité* une intensité de courant supérieure à celle du courant à pleine charge ou *courant nominal ;* la valeur de celui-ci figure sur la plaque signalétique de la machine ou de l'appareil et elle est déterminée en tenant compte des conditions d'échauffement et de fonctionnement.

Une *surtension* est une d.d.p. supérieure à la tension de service ; celle-ci figure aussi sur la plaque signalétique de la machine ou de l'appareil et elle détermine les conditions d'essais et les tensions limites d'utilisation de la machine ou de l'appareil.

6.1. Surintensités. — Il existe deux causes bien connues de surintensités : les surcharges et les courts-circuits.

6.1.1. Les surcharges. — Deux sortes de surcharges doivent être distinguées :

— Les *surcharges normales* qui se produisent lors de la mise sous tension des circuits et plus particulièrement pendant le démarrage des moteurs. Pendant une fraction de seconde, les pointes de courant au démarrage peuvent atteindre trois à quatre fois l'intensité du courant nominal. Le courant nominal ne s'établit qu'un certain temps après le démarrage (ce temps dépend de l'inertie des masses à mettre en mouvement).

— Les *surcharges anormales* qui résultent d'une demande d'énergie trop grande (puissance des récepteurs supérieure à la puissance que peut fournir le réseau, moteur surchargé mécaniquement). Ces surcharges déterminent généralement un échauffement dangereux pour les appareils et les conducteurs, et susceptible d'entraîner leur destruction ; dans certains cas il est la cause d'incendie ou d'explosion. L'élimination de ce danger est obtenue à l'aide d'un déclencheur ou d'un automate qui intervient au moment où l'intensité du courant devient dangereuse. Son action (mécanique ou électromagnétique) provoque l'ouverture automatique de l'appareil de coupure situé en amont du défaut (V. chap. 6).

6.1.2. Les courts-circuits. — Un court-circuit est un bouclage accidentel de deux ou plusieurs conducteurs entre le ou les récepteurs et la source. L'intensité du courant de court-circuit n'est limitée que par la résistance (ou par l'impédance) de la ligne et par celle du générateur. Lorsqu'un court-circuit se produit en un point proche d'un transformateur ou d'un alternateur, cette intensité peut atteindre des valeurs très grandes (centaines de milliers d'ampères). L'effet Joule, les arcs, les efforts électrodynamiques sont d'autant plus *importants* et *dangereux* que cette intensité de court-circuit est plus grande.

En général, les causes des courts-circuits sont accidentelles : mise à la masse (terre) d'une phase de l'installation, liaison de deux ou plusieurs conducteurs de phases différentes.

On rappelle qu'en courant continu, l'intensité du courant de court-circuit est surtout limitée par la résistance de la ligne et par la puissance de la génératrice.

En courant alternatif, il faut tenir compte des valeurs instantanées des courants et tensions au moment où se produit le court-circuit, de leur déphasage, des caractéristiques des circuits (résistance, impédance).

Le court-circuit qui s'établit au moment où le courant est nul est moins dangereux que celui qui se produit au moment où le courant est maximal. En effet, dans le premier cas, le courant de court-circuit se substitue au courant normal et il atteint une amplitude maximale dès la première alternance qui suit. Pendant les alternances suivantes, l'amplitude diminue et le régime stable de court-circuit est établi (fig. II-8). Le régime transitoire provient de la

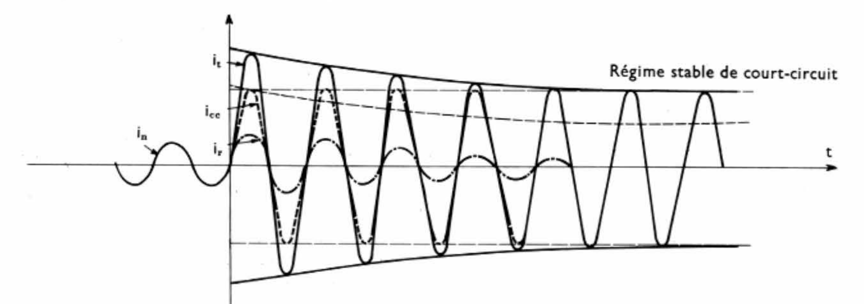


Fig. II-8

i_{cc} : intensité instantanée du courant de court-circuit
i_n : intensité instantanée du courant nominal
i_r : intensité instantanée du courant de réaction
i_t : intensité instantanée du régime transitoire

naissance, dans le générateur (ou le transformateur), d'un courant de réaction i_r amorti et de même fréquence que le courant de court-circuit i_{cc} ; ces deux courants s'ajoutent pour donner le courant de régime transitoire i_t. Dans le second cas, le courant de court-circuit i_{cc} et le courant de réaction i_r s'établissent brusquement et s'ajoutent au courant normal i_n d'amplitude maximale (fig. II-9). En plus, il apparaît un courant apériodique i_c dit *composante continue* qui s'amortit en quelques périodes. Cette composante continue résulte d'une brusque variation du flux secondaire dans le transformateur (ou l'alternateur) et cela engendre une f.é.m. instantanée qui donne naissance à ce courant i_c. L'intensité i_t du courant en régime transitoire est plus importante que précédemment.

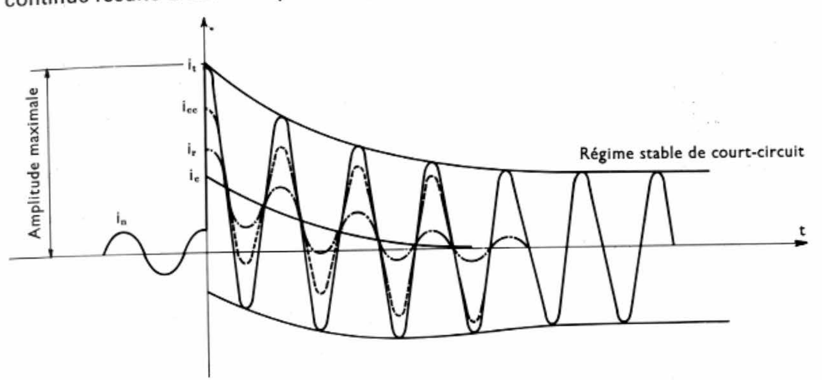


Fig. II-9 — i_c : intensité instantanée de la composante continue

6.1.3. Protections. — Les échauffements dus à des surintensités croissent comme le carré de l'intensité du courant dans le cas d'une surcharge permanente ; dans le cas d'un court-circuit, c'est la vitesse d'échauffement qui est proportionnelle au carré de l'intensité du courant de court-circuit. Ces échauffements provoquent une détérioration des isolants ou une modification des propriétés des matériaux.

Pour éviter les effets destructeurs des courts-circuits, il faut le plus rapidement possible couper le circuit juste en amont du court-circuit. Ce résultat est obtenu en provoquant la fusion d'un fil fusible convenable ou l'ouverture automatique d'un appareil de coupure (disjoncteurs munis de déclencheurs directs ou indirects, relais placés dans des circuits de commande de contacteurs, coupe-circuit).

Pour ne pas perturber l'utilisation (exploitation), il est souhaitable que toute l'installation ne soit pas coupée à l'apparition d'un défaut. Pour ce faire, les installations sont subdivisées en circuits. Chaque circuit comporte son propre dispositif de coupure et de protection. Des protections sélectives et des protections différentielles ont été mises au point ; elles seront étudiées ultérieurement (V. chap. 6 et 8).

6.2. Les surtensions. — Elles sont d'origine externe ou d'origine interne. Les premières sont produites par l'électricité atmosphérique qui peut déterminer soit un coup de foudre direct sur une ligne ou un pylône, soit un coup de foudre indirect. Les secondes accompagnent toute modification dans un circuit inductif : ouverture ou fermeture d'un circuit, claquage ou contournement d'isolant, etc.

On peut distinguer trois phases successives dans une surtension d'origine atmosphérique :

— Montée rapide de la tension entre les instants t_1 et t_2 (fig. II-10) : c'est le *front de l'onde*. Cette montée est caractérisée par une vitesse d'accroissement $\frac{du}{dt}$ très importante et cela peut provoquer des amorçages entre les bobines dans les transformateurs et les alternateurs.

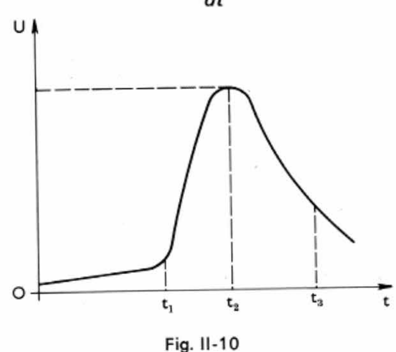


Fig. II-10

— Passage par une tension maximale à l'instant t_2 (*crête de l'onde*) : ce maximum peut être très grand. Des perforations et des contournements d'isolants, des amorçages entre phases ou entre phase et masse avec retour par la terre peuvent alors se produire.

— Diminution de la tension entre t_2 et t_3 : c'est la *queue de l'onde ;* la diminution de la tension est beaucoup moins rapide que la montée. On voit que les surtensions peuvent être dangereuses pour le matériel (risque de détérioration) et pour le personnel (risque d'électrocution). Il y a lieu de s'en protéger par des moyens appropriés.

Un *coup de foudre sur une ligne* provoque une surtension locale qui en 0,004 à 0,005 s peut atteindre cinq millions de volts ; cette surtension se propage le long de la ligne à la vitesse de 300 000 km/s. Elle est extrêmement dangereuse mais heureusement assez rare : 10 % des coups de foudre seulement touchent directement les lignes.

Un *coup de foudre sur un pylône* (fig. II-11) entraîne le passage d'un courant d'une intensité pouvant atteindre 20 000 A. Si la résistance entre le pylône et la terre est de 30 ohms, il se produit une élévation de la d.d.p. entre conducteur et terre jusqu'à une valeur de 20 000 × 30 = 600 000 volts. Cette tension peut dépasser la tension d'isolement de la ligne et il y a décharge du pylône sur la ligne (arc en retour). Ce cas, plus fréquent que le précédent, est aussi très dangereux pour le matériel.

Un coup de foudre indirect peut avoir une origine électromagnétique : si la foudre tombe près d'une ligne, le courant circulant dans l'arc constitué par l'éclair induit une f.é.m. dans la ligne ; la tension peut atteindre 500 000 volts en une ou deux microsecondes et cette surtension se propage ensuite le long de la ligne (fig. II-12). Le coup

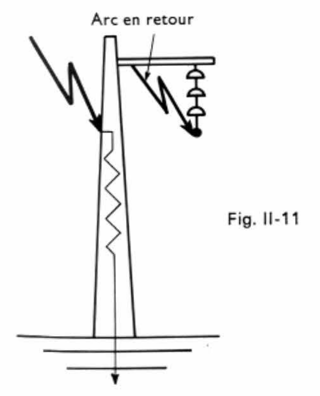
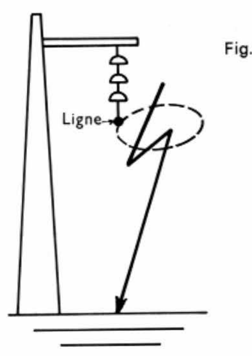


Fig. II-11



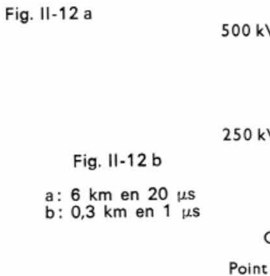


Fig. II-12 a

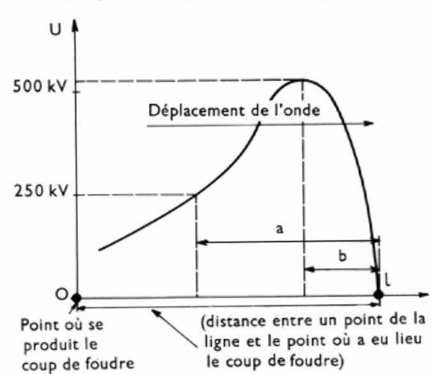


Fig. II-12 b

a : 6 km en 20 µs
b : 0,3 km en 1 µs

de foudre indirect peut aussi être dû à la présence de charges électriques. Par exemple, une ligne située à proximité d'un nuage électrisé se charge par influence en électricité de signe contraire à celle du nuage (fig. II-13); si le nuage se décharge brusquement à la terre, la charge de la ligne est libérée et il en résulte une surtension qui peut atteindre 50 000 volts en une microseconde. De telles surtensions sont surtout dangereuses pour les réseaux B.T. et M.T.

reliés les pylônes métalliques, le neutre des réseaux B.T., le fil de garde tendu au-dessus des conducteurs en haute tension et en très haute tension (V. chap. 13).

Pour les installations d'usagers, la protection est réalisée par mise à la terre des charpentes, des masses métalliques et des carcasses de machines et d'appareils. En ce qui concerne l'appareillage, il est nécessaire de mettre à la terre les masses des appareils et toutes les pièces métalliques pouvant fortuitement être mises sous tension dangereuse, les transformateurs de courant et de potentiel ont obligatoirement leur conducteur commun d'une part et leur masse d'autre part reliés à deux circuits distincts de mise à la terre.

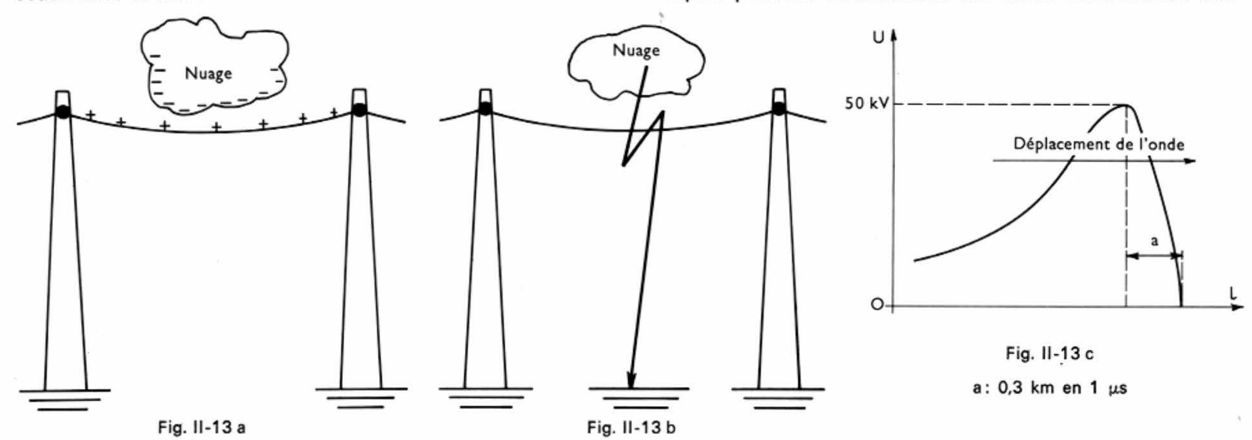


Fig. II-13 a

Fig. II-13 b

Fig. II-13 c

a: 0,3 km en 1 µs

Les surtensions internes atteignent des valeurs notables, notamment dans le cas de coupure à vide de lignes longues (impédance importante) ou de transformateurs à vide (inductance importante); les surtensions peuvent alors atteindre 1 MV en une microseconde.

Trois moyens de protections sont essentiellement utilisés:

— Mise à la terre des masses métalliques.

— Emploi de parafoudres (V. chap. 6).

— Emploi de relais à maximum de tension agissant sur des disjoncteurs (V. t. 2, Relais).

Une prise de terre est constituée par une ou plusieurs pièces métalliques enfouies dans le sol. À cette prise sont

Les *parafoudres* permettent d'écouler à la terre l'onde de surtension qui apparaît sur une ligne; à cet effet, ils conduisent s'ils sont placés sous une tension (appelée tension d'amorçage) voisine de deux fois la tension nominale; ils limitent donc la tension à une valeur inférieure à la tension dangereuse; ils cessent de conduire dès que la tension reprend une valeur qui n'est plus dangereuse (de 1,1 à 1,2 fois la tension nominale). (V. chap. 6 et 11).

CHAPITRE III

LES CONDUCTEURS

Un conducteur est généralement constitué d'une partie centrale appelée *âme* et d'une partie périphérique isolante qui assure la protection électrique vis-à-vis d'autres conducteurs et vis-à-vis de l'extérieur.

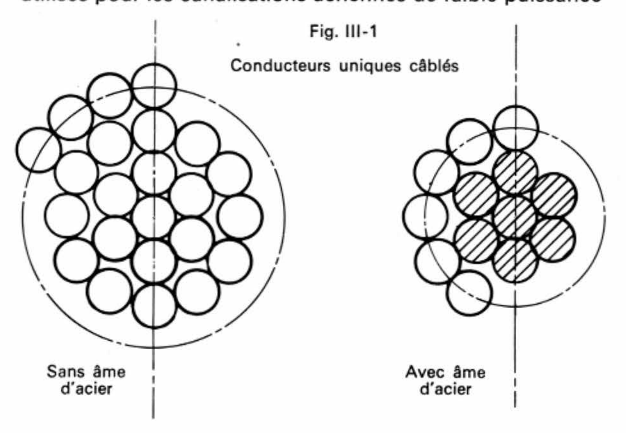
1. DIFFÉRENTES SORTES DE CONDUCTEURS

On distingue généralement:

— Les *conducteurs massifs nus:* ces conducteurs sont utilisés pour les canalisations aériennes de faible puissance et pour les canalisations de terre dans les postes M.T. (dans ce cas, ils sont de section ronde et portent le nom de *trolley* dans la pratique). Les jeux de barres en usine ou les tableaux B.T. sont aussi réalisés avec des conducteurs nus mais de section rectangulaire.

Fig. III-1

Conducteurs uniques câblés

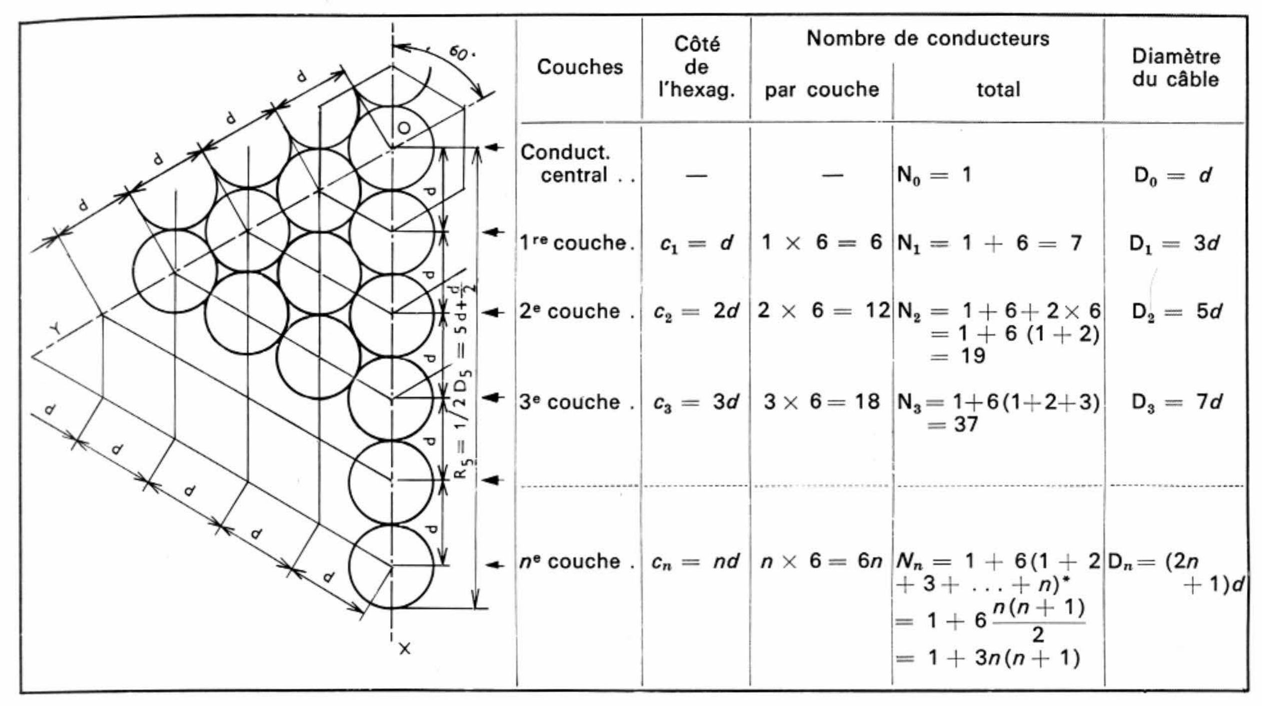


— Les *conducteurs nus câblés* en cuivre ou en aluminium, avec ou sans âme d'acier (fig. III-1). Ils sont principalement utilisés pour les canalisations aériennes. Les sections usuelles de ces câbles sont données par le tableau suivant:

Nombre de conducteurs formant le câble	Sections
1	de 1,5 à 4 mm^2
7	de 6 à 35 mm^2
19	de 50 à 95 mm^2
37	de 120 à 185 mm^2
61	de 240 à 500 mm^2
127	de 630 à 1 000 mm^2

— Les *conducteurs unipolaires isolés* (fig. III-2 et fig. III-3). Ils sont en général utilisés sous conduits, surtout à l'intérieur, dans les installations de postes, d'usines et d'immeubles.

Disposition des conducteurs uniques câblés nus



Couches	Côté de l'hexag.	Nombre de conducteurs par couche	Nombre de conducteurs total	Diamètre du câble
Conduct. central . .	—	—	$N_0 = 1$	$D_0 = d$
1re couche.	$c_1 = d$	$1 \times 6 = 6$	$N_1 = 1 + 6 = 7$	$D_1 = 3d$
2e couche .	$c_2 = 2d$	$2 \times 6 = 12$	$N_2 = 1 + 6 + 2 \times 6 = 1 + 6\,(1 + 2) = 19$	$D_2 = 5d$
3e couche .	$c_3 = 3d$	$3 \times 6 = 18$	$N_3 = 1 + 6(1 + 2 + 3) = 37$	$D_3 = 7d$
.....	.....	.....	.....	.....
ne couche .	$c_n = nd$	$n \times 6 = 6n$	$N_n = 1 + 6(1 + 2 + 3 + \ldots + n)$* $= 1 + 6\frac{n(n+1)}{2} = 1 + 3n(n+1)$	$D_n = (2n + 1)d$

* On démontre, en arithmétique, que la somme des n premiers nombres consécutifs est égale à $\frac{n\,(n+1)}{2}$.

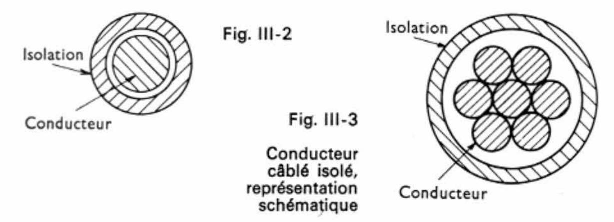


Fig. III-2

Fig. III-3

Conducteur câblé isolé, représentation schématique

— Les *conducteurs multipolaires*, isolés les uns des autres (ou câbles), protégés par une gaine extérieure ayant un rôle de protection contre les différents agents physiques, mécaniques et chimiques (fig. III-4).

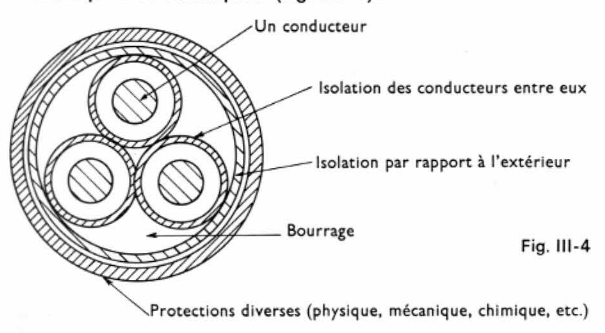


Fig. III-4

2. LES ÂMES CONDUCTRICES

L'âme doit présenter une bonne conductibilité pour ne produire que le minimum de pertes. Elle peut être en cuivre ou en aluminium; par exemple, dans les installations intérieures, elle est jusqu'ici en cuivre. L'aluminium est de plus en plus utilisé pour des raisons économiques; pour une installation déterminée, il faut utiliser une masse d'aluminium nettement inférieure à la masse de cuivre nécessaire. Plus précisément, si l'on admet des chutes de tension égales, la masse du conducteur en aluminium nécessaire est la moitié de celle du conducteur en cuivre (bien que la section du premier soit plus grande que celle du second: $\frac{\text{section aluminium}}{\text{section cuivre}} = 1{,}61$). À températures de fonctionnement égales et pour des courants de même intensité efficace, la masse du conducteur en aluminium est deux fois et demie plus faible que celle du conducteur en cuivre.

La résistance mécanique de l'âme doit être suffisante pour que celle-ci puisse résister aux efforts mécaniques (particulièrement importants dans les canalisations aériennes). Elle doit aussi être assez souple pour que le transport et la mise en œuvre puissent se faire avec la plus grande facilité possible. On donne de la souplesse aux conducteurs de sections importantes en réalisant des âmes câblées. Les conducteurs de grande souplesse, même en faibles sections, sont constitués d'un grand nombre de fils très fins.

Nature du conducteur	Sections (en millimètres carrés)	Observations
Conducteurs rigides	1,5 - 2,5 - 4 - 6 - 10 - 16 - 25 - 35 50 - 70 - 95 - 120 - 150 - 185 240 - 300 - 375 - 500 - 630 - 800 1 000	
Conducteurs et câbles souples	0,5 - 0,75 - 1 - 1,5 - 2,5 - 4 - 6 - 10 16 - 25 - 35 - 50 - 70 - 95 - 120 150 - 185 - 240 - 300 - 375 - 500	Les âmes conductrices en cuivre sont composées de fils fins pour assurer la souplesse requise. Lorsque l'enveloppe est en caoutchouc vulcanisé, ou bien les fils sont en cuivre étamé, ou bien l'âme est recouverte d'un séparateur.

Les sections des âmes des conducteurs usuels sont normalisées (NF C 32-010 et NF C 32-012) et ont les valeurs données par le tableau de la page 15.

Le cuivre est inoxydable dans l'air sec et froid mais, dans l'air humide et chargé de gaz carbonique, il se recouvre d'une couche imperméable de carbonate basique (vert de gris). Lorsque cela est nécessaire, on protège les fils de cuivre par étamage. Au contact de l'air, l'aluminium se recouvre d'une couche d'alumine qui est un oxyde d'aluminium non conducteur.

Caractéristiques du cuivre et de l'aluminium des âmes conductrices

Caractéristiques	Cuivre	Aluminium
Teneur en métal pur	99,9 %	99,5 %
Masse atomique	63,57 g	27 g
Point de fusion	1 083 °C	660 °C
Masse volumique	8 890 kg/m³	2 703 kg/m³
Chaleur massique	376 J/kg . K	944,7 J/kg . K
Conductivité thermique	386,3 W/m . K	217,7 W/m . K
Coefficient de dilatation linéaire	17.10^{-6} K^{-1}	23.10^{-6} K^{-1}
Charge de rupture	220 à 280.10^{6} N/m²	120 à 150.10^{6} N/m²
Module d'élasticité	120.10^{9} N/m²	700.10^{9} N/m²
Résistivité à 20 °C	$17{,}24.10^{-9}\Omega.m$	$\leqslant 2{,}8264.10^{-9}\Omega.m$

3. LES ISOLANTS

Les matières isolantes sont choisies en tenant compte de leurs propriétés mécaniques, diélectriques, physiques, chimiques et en fonction des diverses contraintes subies lors de l'utilisation des conducteurs (V. chap. 2).

3.1. Les isolants secs. — Entrent dans cette catégorie la plupart des isolants utilisés pour les conducteurs.

— Le *caoutchouc naturel* et le *caoutchouc synthétique de butadiène-styrène* qui ont des propriétés voisines sont utilisés pour l'isolation de certains câbles B.T. Ils sont de moins en moins employés.

— Le *caoutchouc vulcanisé* est un matériau à base de gomme naturelle purifiée ayant subi un traitement soufré (vulcanisation). Le caoutchouc légèrement vulcanisé, c'est-à-dire dont la teneur en soufre est de 1 à 3 %, conserve sa souplesse, son élasticité et résiste mieux à la chaleur et aux variations de température que le caoutchouc dit pur. Cependant, comme il attaque le cuivre avec lequel il forme un sulfure, les conducteurs employés doivent être étamés. Cet isolant est de moins en moins utilisé.

— Le *caoutchouc butyle* est un mélange de polyisobutylène et de polyisoprène; c'est un élastomère vulcanisable. Il permet d'obtenir une bonne résistance d'isolement mais il entraîne des pertes diélectriques croissant avec la température. Il conserve ses propriétés isolantes, même s'il est placé très longtemps dans une atmosphère à température assez élevée (excellent vieillissement thermique). Il présente l'inconvénient de transmettre la flamme. Ses caractéristiques mécaniques sont médiocres.

— Le *caoutchouc éthylène-propylène* (E.P.R.) est un copolymère vulcanisable au moyen de peroxydes. Ses caractéristiques mécaniques et thermiques en font un isolant plus intéressant que le caoutchouc butyle. En particulier, il présente une bonne résistance au vieillissement thermique et à l'action de l'oxygène, de l'ozone et de nombreux agents chimiques. Il est utilisé pour l'isolation en basse tension et moyenne tension.

— Le *caoutchouc de silicone* est un élastomère de synthèse vulcanisable remarquable par sa tenue à la température (il est utilisable entre — 80 °C et + 150 °C). Il est principalement employé pour l'isolation des conducteurs et des circuits de sécurité ou de panique.

— Le *polyéthylène*, obtenu par polymérisation de l'éthylène, est un très bon isolant, entraînant peu de pertes diélectriques et qui présente une grande inertie chimique vis-à-vis de la plupart des produits usuels. Il est notamment utilisé pour des câbles M.T. et H.T. (jusqu'à 63 kV) et pour certains câbles de télécommunications.

— Le *polyéthylène réticulé chimiquement* (P.R.C.) est très utilisé pour la confection des enveloppes isolantes (B.T. et M.T.). La réticulation est une opération qui permet de provoquer des modifications de structure des chaînes moléculaires (création de ponts intermoléculaires). Le polyéthylène acquiert ainsi des propriétés intéressantes: il résiste mieux au fluage à chaud, il ne propage que très difficilement la flamme. La température de fonctionnement peut atteindre 100 °C. Les résistances à l'abrasion et à l'écrasement sont excellentes.

— Le *polychlorure de vinyle* (P.C.V.) obtenu par polymérisation du chlorure de vinyle entre dans la constitution de nombreuses enveloppes isolantes; il est alors mélangé à des plastifiants, des stabilisants et divers corps qui jouent le rôle de charges. Ce corps thermoplastique ne transmet pas la flamme et son vieillissement thermique est bon. Les pertes diélectriques sont plus importantes qu'avec le polyéthylène (toutes choses étant égales par ailleurs) et elles augmentent rapidement lorsque la tension de fonctionnement dépasse 20 kV. La résistance mécanique dépend beaucoup de la température. C'est un isolant très utilisé pour les câbles de puissance et les câbles de télétransmission.

— L'*hypalon* est également un élastomère vulcanisable (polyéthylène chlorosulfoné) non thermoplastique. Il est surtout utilisé comme isolant formant gaine car il ne permet d'obtenir qu'un isolement électrique moyen. Il présente d'excellentes caractéristiques mécaniques cependant.

— De nombreux autres corps sont utilisés, parmi lesquels des polyamides, des résines fluorées (trifluorochloroprène ou Kel F et tétrafluoréthylène ou téflon), des caoutchoucs de silicone.

Quelques propriétés de ces isolants secs sont résumées dans le tableau de la page 17.

3.2. Le papier imprégné. — Cet isolant est de moins en moins utilisé; l'isolement est obtenu en enroulant des rubans de papier en hélice autour du conducteur. En général, l'épaisseur d'isolant est comprise entre 0,1 mm (couches

Action des intempéries et des agents chimiques sur les principales matières utilisées en câblerie

Tenue et comportement	Caoutchouc naturel		Butyle		Caoutchouc éthylène propylène (E.P.R.)		Caoutchouc de silicone		Polyéthylène		P.R.C.		P.C.V.		Hypalon		Polyamide		Résine fluorée		Polychloroprène		Caoutchouc nytrile acrylique	
	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°	20°	60°
Aux acides																								
— nitrique																								
s.c. 25 %	M	M	M	M	M	M	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	M	B	B	M	M	B	M
s.c. 50 %	M	M	M	M	M	M	B	M	P	M	P	M	B	P	B	B	M	M	B	B	M	M	M	M
vapeurs	M	M	M	M	M	M	M	M	M	M	M	M	M	M	B	B	M	M	B	B	M	M	M	M
— chlorhydrique																								
s.c. 10 %	M	M	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	M	M	B	B	P	P	P	P
s.c. 30 %	M	M	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	M	M	B	B	P	P	P	P
s.c. 70 %	M	M	B	B	B	B	B	B	B	P	B	M	B	B	B	B	M	M	B	B	P	P	P	P
vapeurs	M	M	B	B	B	B	B	B	M	M	M	M	M	M	B	B	M	M	B	B	P	P	M	M
— sulfurique																								
s.c. 50 %	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	P	B	B	B	B	B	M
s.c. 70 %	B	B	B	M	B	B	B	B	B	P	B	P	B	B	B	B	P	P	B	B	B	B	M	M
s.c. 95 %	M	M	M	M	B	B	B	B	M	M	M	M	P	P	B	B	M	M	B	B	B	M	M	M
vapeurs	M	M	M	M	B	B	B	B	M	M	M	M	M	M	B	B	M	M	B	B	M	M	M	M
— acétique																								
s.c. 10 %	B	M	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B
Aux intempéries	M		chargé en noir : B		B		B		chargé en noir : B en teinte claire : M		B		B		B		chargé en noir : B en teinte claire : M		B		chargé en noir : B en teinte claire : M		chargé en noir : B	
Aux bases																								
— Soude et potasse s.c. 50 %	B		B		B		B		B		B		B		B		B		B (PTFE)[1] M (PCFE)[2]		B		B	
— Ammoniaque																								
s.c. 10 %	B		B		B		B								B		B		B		B		B	
s.c. 30 %	B		B		M		B		B		B		B		B		B		B		B		B	
s.c. 50 %	B		B		M		B		P		B		P		B		P		B		B		B	
vapeurs	B		B		M		B				B		M		B		P		B		B		B	
Aux hydrocarbures aromatiques (dérivés de la houille)	M		B		M		M		P		M		M		M		M		B		M		M	
Aux hydrocarbures aliphatiques (dérivés du pétrole)	M		M		M		M		P		M		P		P		B		P		P		B	

B = bon, P = passable, M = mauvais, s.c. : solution concentrée à

1 Polytétrafluoréthylène

2 Polychlorofluoroéthylène

profondes) et 0,3 mm (couches superficielles). Le papier étant placé sur le conducteur, il est séché dans une cuve chauffée dans laquelle règne le vide puis imprégné d'huile de vaseline; des résines sont souvent ajoutées pour fixer la vaseline à l'endroit d'imprégnation (imprégnation non migrante). Ainsi, le câble se comporte correctement lorsque sa température varie en exploitation (absence de vacuoles et d'humidité; V. chap. 4).

4. LES GAINES D'ÉTANCHÉITÉ ET DE PROTECTION

Les gaines d'étanchéité et de protection (chimique ou physique) sont en plomb, en aluminium ou en matériaux synthétiques (polyéthylène, polychlorure de vinyle, polychloroprène, hypalon, mélange à base de caoutchouc de nitrile acrylique).

Les gaines en plomb, obtenues par filage sans soudure sur le câble, assurent une étanchéité parfaite. Leur inertie chimique est très grande mais elles sont vulnérables à la corrosion électrochimique (V. t. 2, Électrochimie, chap. 4). Du fait des médiocres propriétés mécaniques du plomb, il est nécessaire de compléter la protection par une armure ou de placer le conducteur dans un caniveau.

Les gaines en aluminium, qui se présentent sous la forme de tubes lisses ou ondulés, sont parfaitement étanches. Étant souples, elles supportent mieux les vibrations que les gaines en plomb. Cependant, elles peuvent être endommagées à la suite de déformations répétées. Leurs propriétés mécaniques permettent d'éviter l'adjonction d'une armure. Ces gaines sont vulnérables à la corrosion électrochimique.

Les gaines ou revêtements, utilisés pour assurer une protection mécanique, sont constitués de feuillard d'acier (galvanisé ou enduit de goudron) ou de fils d'acier (généralement galvanisés).

Les gaines en matériaux synthétiques sont très utilisées. Certaines portent des noms de corps isolants bien que les constitutions ne soient pas exactement les mêmes dans les deux cas : de légères modifications ont été apportées pour conférer aux matériaux toutes les propriétés mécaniques désirées, les caractéristiques électriques devenant alors secondaires. Les gaines en polyéthylène, en polychlorure de vinyle ou en hypalon présentent une excellente résistance mécanique (bonne résistance au déchirement).

Le nytrile acrylique est un élastomère de synthèse qui est souvent mélangé au polychlorure de vinyle lorsqu'il est utilisé en câblerie. Ses caractéristiques mécaniques sont très intéressantes: sa résistance mécanique et notamment sa résistance au déchirement sont très bonnes.

— Le *polychloroprène* est un élastomère de synthèse vulcanisable, non thermoplastique. C'est un corps souple et élastique. Il ne transmet pas la flamme. Chargé en noir de carbone, il présente une bonne résistance à l'action de la lumière et de la chaleur.

5. CONDUCTEURS POUR INSTALLATIONS INTÉRIEURES. DÉSIGNATION DES CONDUCTEURS NORMALISÉS (V. hors-texte)

La désignation des conducteurs conformes aux spécifications d'une norme comporte:

— l'*indice de la norme* propre à la série considérée (par exemple: NF C 32-111);

— la *dénomination de la série*, ensemble de lettres et d'un nombre disposés selon un ordre déterminé (par exemple: U 1000 RGPFV; U 1000 R 02 V;

— le *nombre de conducteurs* s'il est supérieur à 1 (par exemple: 3 C signifie 3 conducteurs);

— la *section du ou des conducteurs*.

En ce qui concerne la dénomination de série, la première lettre U indique que le conducteur est normalisé; elle est placée entre parenthèses si le conducteur fait l'objet de prescriptions provisoires. Elle est suivie d'un nombre qui représente la tension nominale de fonctionnement exprimée en volts. Les autres lettres indiquent la nature de l'âme et des diverses enveloppes en allant de l'intérieur vers l'extérieur. La signification des symboles employés est donnée dans le tableau suivant où le conducteur, pris comme exemple, comporte le plus grand nombre d'enveloppes que l'on puisse rencontrer (V. hors-texte).

Par ailleurs les fils et câbles comportent des marques et indications, elles sont apposées de façon indélébile à la surface externe du conducteur ou câble ou représentées symboliquement au moyen de fils.

L'usage qui est fait de la marque de qualité par les fabricants est surveillé par les ingénieurs du service de contrôle de l'U.T.E.

6. CHOIX DES CONDUCTEURS

De nombreux facteurs interviennent dans ce choix:

— La nature et la sévérité du service.

— Les conditions d'échauffement et l'intensité du courant de fonctionnement.

— La chute de tension admissible.

— La tension de service.

— Les conditions économiques, le prix de revient.

Système de dénomination des conducteurs et câbles d'installations

Exemple :	Signification des lettres et des chiffres				
U-500 V G V F V * Normalisation U –	U Normalisé		(U) - Fait l'objet de prescriptions provisoires		
Tension nominale en volts 500	250 - 500 - 1000				
Ame	S (Après la tension) Câbles souples		Pas d'indication âmes rigides en cuivre		A Aluminium
Enveloppe isolante V	B Butyle vulcanisé	C Caoutchouc vulcanisé	Ç Caoutchouc pur	E Polyéthylène	J Papier imprégné
	K Silicone	N Polychloroprène ou équivalent	R Polyéthylène réticulé	V Polychlorure de vinyle	X Isolant minéral
Gaine de bourrage G	G Matière élastique ou plastique formant gaine de bourrage	O Aucun bourrage ou bourrage indépendant de la gaine	1 La gaine d'assemblage et de protection forme bourrage	2 ou 3 – Avant la désignation d'une gaine ou d'une enveloppe, signifie épaisse ou très épaisse.	
Gaine intérieure V					
Revêtement métallique de protection F	A Aluminium	P Plomb	F Feuillards ou fils d'acier	Z Zinc ou autre métal	T Revêtements textiles extérieurs
Gaine extérieure V					
Forme	* Sans lettre supplémentaire: forme ronde		M - Câble méplat		

6.1. Influence du local ou de l'emplacement. — Le choix des conducteurs est fonction du local ou du milieu entourant la canalisation électrique. Pour tenir compte des conditions de service rencontrées dans les diverses utilisations, il a été nécessaire de classer les risques. Cela a conduit à définir diverses catégories, désignées dans la pratique par une lettre suivie d'un indice éventuellement (V. chap. 7).

Risques	Lettre correspondante
Risques présentés dans un local sec	H_0
Risques présentés dans un local temporairement humide	H_1
Risques présentés dans un local humide	H_2
Risques présentés dans un local mouillé	H_3
Risques présentés dans un local exposé	H_4
Risques de poussière	V
Risques de corrosion	W
Risques mécaniques	X
Risques d'incendie	Y
Risques d'explosion	Z

6.2. Conditions d'échauffement. — Un conducteur présente une certaine résistance et il est le siège d'un dégagement de chaleur lorsqu'il est traversé par un courant (loi de Joule; V. t. 1, Électricité, chap. 2). Un équilibre thermique s'établit lorsque, à chaque instant, la puissance électrique transformée en chaleur est égale à la puissance dissipée dans le milieu extérieur au conducteur. La température de celui-ci reste alors constante: il a atteint sa *température d'équilibre* (ou de régime). La valeur de cette température dépend de la conductibilité thermique des diverses enveloppes entourant le conducteur (nature et épaisseur) et de la température du milieu ambiant. Cette température de régime ne doit pas être trop élevée pour éviter la disqualification des isolants des canalisations. Sa valeur, donnée par des normes (pour tous les cas classiques de la pratique professionnelle), est indiquée dans le tableau suivant:

Conducteurs	Température admissible
Conducteurs nus	80 °C
Conducteurs isolés au polychlorure de vinyle	70 °C
Conducteurs isolés au butyle	75 °C
Conducteurs isolés au papier imprégné	65 °C
Conducteurs isolés au caoutchouc vulcanisé	60 °C

Dans des conditions de refroidissement déterminées, il faut limiter les pertes par effet Joule pour ne pas dépasser la température de service. Autrement dit, l'intensité du courant (intensité efficace s'il ne s'agit pas d'un courant continu) ne doit pas être supérieure à une valeur fonction de la section du conducteur. Le quotient de ces deux nombres, appelé *densité de courant*, est d'autant plus faible que la section du conducteur est grande, que le refroidissement est difficile et que les matériaux constituant ce conducteur sont vulnérables.

En tenant compte des conditions de refroidissement et de l'intensité du courant désirée, il est possible de déduire la section des conducteurs à choisir. Des tableaux (norme française C 15 100) permettent d'obtenir directement les sections minimales à adopter pour tenir compte de l'échauffement, c'est-à-dire de l'intensité du courant qui parcourt les conducteurs d'une canalisation, selon la nature de cette canalisation, son mode de pose et le nombre de conducteurs.

À titre d'exemple, nous donnons le tableau ci-dessous qui s'applique à des conducteurs isolés au polychlorure de vinyle lorsque la température ambiante est 30 °C. La valeur de la section est lue dans la colonne de gauche, sur la même ligne que l'intensité efficace du courant dans les conducteurs de la canalisation.

Remarque : Ces valeurs s'appliquent à des conducteurs en cuivre ; pour les conducteurs en aluminium, elles doivent être multipliées par 0,78.

6.3. Chute de tension admissible. — La chute de tension en ligne dépend notamment de la résistance de la ligne (pour un courant déterminé). L'installateur veille à ce qu'elle ne soit pas trop importante pour ne pas perdre trop de puissance dans les conducteurs et pour que les appareils soient alimentés sous leur tension nominale. Cette chute

Sections nominales en millimètres carrés	Courants admissibles en ampères (valeurs efficaces) pour fils et câbles (U 500 V)				
	posés sur isolateurs	posés en conduits			
		1 conducteur par conduit	2 conducteurs par conduit	3 conducteurs par conduit	4 conducteurs par conduit
1,5	25,5	20	18	16	14
2,5	35	27	24	22	19
4	46	36	32	29	25
6	59	45	41	37	32
10	80	62	56	50	44
16	106	82	74	66	58
25	138	107	97	86	76
35	169	131	118	106	93
50	200	156	141	126	111
70	255	198	179	160	141
95	305	240	215	192	169
120	355	275	250	220	195
150	405	315	285	255	
185	460	355	320	290	
240	535	415	375	335	
300	615	475	430	385	

de tension, exprimée en centièmes de la tension de service (tension simple en triphasé), est comprise entre 0,5 % et 5 % comme le tableau suivant le montre.

Canalisation	Chute de tension admissible
Branchements individuels sur colonne . .	0,5 %
Branchements individuels aériens, aéro-souterrains, souterrains	1 %
Canalisation de circuits d'éclairage	3 %
Canalisation pour autres usages	5 %

Lorsque la chute de tension admissible dans un conducteur (valeur efficace en alternatif) et l'intensité du courant dans celui-ci (intensité efficace en alternatif) sont fixées, il est possible de choisir la section de ce conducteur. En effet, une âme conductrice de résistivité ρ, de section S et de longueur l (c'est-à-dire dont la résistance est donnée par le produit $\rho \frac{l}{S}$), provoque une chute de tension ohmique dont la valeur est égale à :

$$u = \rho \frac{l}{S} I \text{ en courant continu}$$

$$u_{eff} = \rho \frac{l}{S} I_{eff} \text{ en courant alternatif}$$

Dans ces relations, il faut exprimer ρ en ohm-mètres, l en mètres, S en mètres carrés et I (ou I_{eff}) en ampères pour obtenir u (ou u_{eff}) en volts. Lorsque ρ, l et l'intensité du courant sont exprimées avec les unités précédentes et que la section S est connue en millimètres carrés, il est possible d'utiliser les formules pratiques suivantes :

$$u = \rho \frac{l}{S} I \times 10^6 \text{ en courant continu}$$

$$u_{eff} = \rho \frac{l}{S} I_{eff} \times 10^6 \text{ en courant alternatif}$$

Ces formules permettent de déduire S lorsque les autres termes sont connus. Elles montrent que la valeur de cette section est d'autant plus grande

— que la résistivité du métal conducteur est importante,
— que la ligne est longue,
— que le courant admissible est intense,
— que la section est faible.

En alternatif, une chute de tension due à la réactance de la ligne peut s'ajouter à celle due à la résistance (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 22) mais, sauf pour les lignes de grandes longueurs, il n'en est pas tenu compte en général. Souvent, l'installateur se borne à vérifier que le conducteur, choisi en tenant compte du courant admissible (V. § 6.2), ne provoque pas une chute de tension supérieure à la valeur imposée.

6.4. Conditions mécaniques. — Il est parfois nécessaire de tenir compte des conditions mécaniques, surtout pour des canalisations aériennes (V. chap. 9 et 10) ; et cela peut se traduire par la nécessité d'utiliser des conducteurs de section supérieure à une valeur déterminée.

6.5. Protection en tête d'une canalisation. — En général, le calibre de la protection (fusibles ou disjoncteur), en tête d'une canalisation, est choisi en tenant compte de l'intensité du courant, donc de l'échauffement maximal admis pour cette canalisation. Ce calibre doit être inférieur ou égal à une valeur qui est fonction de la section du conducteur et qui est imposée par une normalisation (NF C 15 100). Au paragraphe suivant, nous verrons des exemples d'utilisation de tableaux permettant de déterminer facilement ce calibre.

En conclusion, pour choisir la section d'un conducteur d'une canalisation, il faut tenir compte de plusieurs conditions :

— l'intensité du courant admissible doit être limitée pour ne pas porter la canalisation à une température excessive ;
— la chute de tension dans la ligne ne doit pas être trop importante ;
— éventuellement, le conducteur doit présenter une résistance mécanique à la traction suffisante ;
— le calibre de l'appareil de protection de cette canalisation doit être inférieur à une valeur déterminée.

7. EXEMPLE PRATIQUE

On va déterminer la section des conducteurs d'une canalisation faisant partie d'une installation intérieure. On suppose que celle-ci est monophasée et est alimentée sous une tension de valeur efficace U_{eff} égale à 220 V.

Il faut tout d'abord connaître l'intensité efficace du courant le plus grand qui passera dans les conducteurs. Si la ligne alimente un seul appareil, il est facile de connaître cette valeur : sur la plaque signalétique de l'appareil est inscrite, soit cette valeur, soit celle de la puissance P consommée par l'appareil. Dans ce dernier cas, l'intensité efficace I_{eff} est donnée par l'égalité suivante (V. t. 1, Électricité, chap. 33) :

$$I_{eff} = \frac{P}{U_{eff} \cos \varphi}$$

Dans cette relation, il faut exprimer I_{eff} en ampères, P en watts et U_{eff} en volts. Le facteur de puissance $\cos \varphi$ est égal à 1 si l'appareil est purement résistant (lampe, chauffe-eau, radiateur, four électrique) et est compris entre 0,7 ou 0,9 s'il s'agit d'un moteur qui entraîne une charge. Ainsi, un appareil résistant d'une puissance P de 1 200 W, alimenté sous une tension de valeur efficace 220 V, est traversé par un courant d'intensité efficace égale à ($\cos \varphi = 1$) :

$$I_{eff} = \frac{P}{U_{eff}} = \frac{1\,200}{220} = 5{,}4 \text{ A}$$

Lorsqu'une canalisation fixe est prévue pour alimenter plusieurs appareils (ou comporte plusieurs prises de courant), il est nécessaire de tenir compte des puissances de ces divers appareils. En réalité comme dans de nombreux cas ils ne fonctionnent pas simultanément, la puissance à considérer pour le calcul de l'intensité du courant est égale au produit de la puissance totale et d'un coefficient d'utilisation (norme NF C 15 100). Quelques valeurs de ce coefficient sont données dans le tableau de la page 15.

Connaissant l'intensité efficace du courant dans la canalisation, on peut alors déterminer la section des conducteurs. En effet, si l'on désire placer dans un conduit unique des conducteurs en cuivre, isolés au polychlorure de vinyle, en se reportant au tableau donné au paragraphe 6.2, on voit que des conducteurs de section 1,5 mm² conviennent très bien (ils supportent un courant de 18 A). Pour des raisons mécaniques, notamment pour éviter toute détérioration en cours de pose, il n'est pas fabriqué de conducteur de section inférieure.

Il faut alors vérifier que la chute de tension due à la résistance de cette ligne monophasée ne sera pas trop grande. On suppose que la canalisation ait une longueur de 10 m ; la valeur de la chute en ligne est égale à :

$$(\rho = 17{,}3 . 10^{-9}\ \Omega - \text{m} ; l = 10 \text{ m}$$
$$S = 1{,}5 \text{ mm}^2 = 1{,}5 \times 10^{-6} \text{ m}^2 ; I_{eff} = 5{,}4 \text{ A})$$

$$U_{eff} = 2\rho \frac{l}{S} I_{eff} = 2 \times 17{,}3 \times 10^{-9} \times \frac{10}{1{,}5 \times 10^{-6}} \times 5{,}4 \approx 1{,}3 \text{ V}$$

soit en valeur relative : $\frac{1{,}3}{220} = 0{,}7$ %. Elle est bien inférieure à 5 %.

Les conditions mécaniques ne sont pas à considérer dans le cas d'une canalisation intérieure car les conducteurs ont une section suffisante pour résister aux faibles efforts qui peuvent leur être imposés.

Quelques valeurs du coefficient d'utilisation

	Habitations particulières	Immeubles d'habitation	Locaux commerciaux
Éclairage	66 % de l'ensemble	66 % de l'ensemble	66 % de l'ensemble
Prises de courant	100 % de la plus forte + 40 % des autres	100 % de la plus forte + 40 % des autres	100 % de la plus forte + 40 % des autres
Appareils de chauffage et de cuisine	100 % du foyer le plus important + 50 % des autres	100 % du foyer le plus important + 50 % du 2ᵉ + 33 % du 3ᵉ + 25 % des autres	100 % du foyer le plus important + 80 % du 2ᵉ + 60 % des autres
Radiateurs à accumulation	100 % de tous les appareils		
Chauffe-eau	100 % du plus important + 25 % des autres, mais 100 % de tous ceux qui sont commandés par horloge ou relais de blocage		

Il reste à déterminer le calibre de la protection à placer en tête de la canalisation. Cela peut être réalisé au moyen de tableaux (NF C 15 100) dont quelques exemples vont être dans le tableau suivant.

On voit que pour une section de 1,5 mm², si l'on choisit une protection par fusible, le calibre maximal est 10 A. Les conducteurs de section 1,5 mm² conviennent donc bien puisque toutes les conditions sont satisfaites : l'appareil peut être alimenté dans de bonnes conditions et la ligne peut être protégée par tout fusible de calibre compris entre 6 et 10 A.

Cas particulier d'un moteur : Pour tenir compte du fait que l'intensité I_d du courant de démarrage d'un moteur est supérieure à l'intensité I_n du courant nominal, l'installation est prévue pour un courant fictif dont l'intensité serait égale à $\left(I_n + \frac{I_d}{3}\right)$. La section choisie (au moins égale à 1,5 mm²) doit être suffisante pour que la chute de tension due à la

Canalisations	1	2	3	4	5	6	7	8
Conducteurs isolés posés sur isolateurs					Entraxe inférieur à 3 diamètres	Entraxe au moins égal à 3 diamètres		
Conducteurs isolés posés sous moulures	4 conducteurs par rainure	3 conducteurs par rainure	2 conducteurs par rainure	1 conducteur par rainure				
Conducteurs isolés posés sous conduits	4 conducteurs	3 conducteurs	2 conducteurs	1 conducteur				
Câbles isolés au caoutchouc, au polychlorure de vinyle ou au papier imprégné, fixés aux parois		Câble à 4 conducteurs	Câble à 3 conducteurs	Câble à 2 conducteurs				
Conducteurs et câbles isolés au caoutchouc butyle et conducteurs et câbles isolés au polyéthylène réticulé, fixés aux parois				Câble à 4 conducteurs	Câble à 3 conducteurs	Câble à 2 conducteurs	Câble à 1 conducteur	
Conducteurs et câbles souples		4 conducteurs	3 conducteurs	2 conducteurs	1 conducteur			
Canalisations enterrées : Câbles isolés au caoutchouc, au polychlorure de vinyle ou au papier imprégné				Câble à 4 conducteurs	Câble à 3 conducteurs	Câble à 2 conducteurs		
Canalisations enterrées : Conducteurs et câbles isolés au caoutchouc butyle et conducteurs et câbles isolés au polyéthylène réticulé					Câble à 4 conducteurs	Câble à 3 conducteurs	Câble à 2 conducteurs	Câble à 1 conducteur

Sections nominales (millimètres carrés)	1			2			3			4			5			6			7			8		
	F	N	D	F	N	D	F	N	D	F	N	D	F	N	D	F	N	D	F	N	D	F	N	D
1,5	6	8	10	10	10	15	10	12	15	10	12	15	15	16	20	15	16	20	20	20	25	25	25	30
2,5	10	12	15	15	16	20	15	16	20	15	16	20	20	20	25	25	25	30	30	25	30	30	32	40
4	15	16	20	20	20	25	20	20	25	25	25	30	30	32	30	30	32	40	40	40	40	40	40	50
6	20	20	30	25	25	30	30	32	30	30	32	40	40	40	40	40	40	50	50	50	60	60	60	60
10	30	32	40	30	32	40	40	40	50	40	40	50	50	50	60	60	63	60	60	63	80		80	80
16	40	40	50	50	50	60	50	50	60	60	63	60	60	63	80		80	80		80	100		100	125
25	50	50	60	60	63	60	60	63	80		80	80		80	100		100	125		100	125		125	150
35	60	63	80		80	80		80	100		100	100		100	125		125	150		125	150		160	200
50		80	100		80	100		100	125		100	125		125	150		160	150		160	200		200	200
70		100	125		100	125		125	150		125	150		160	200		160	200		200			250	
95		125	150		125	150		160	150		160	200		200	200		200			250			315	
120		125	150		160	200		160	200		200	200		200			250			315			315	
150					160	200		200			250			250			315			315			400	
185					200			200			315			315			315			400			400	
240					250			250			315			315			400			400			500	
300					250			315						400			400			500			630	

canalisation ne dépasse pas 5 % au moment du démarrage. Ces règles sont notamment appliquées aux moteurs d'ascenseurs.

Remarque 1 : Dans le cas de canalisations polyphasées, les charges sont réparties entre les diverses phases de façon à se rapprocher le plus possible d'un système équilibré (V. t. 1, Électricité, chap. 35). Comme précédemment, la section des conducteurs dépend de l'intensité du courant qui correspond au calibre des fusibles ou du disjoncteur (valeur normalisée immédiatement supérieure à l'intensité du courant obtenue par le calcul). Le choix de ces conducteurs est réalisé à l'aide des tableaux donnés ci-après (ou de tableaux équivalents) et l'installateur vérifie ensuite que la chute de tension est inférieure à la valeur admissible. Pour une ligne triphasée, la chute ohmique est égale à $\rho \frac{l}{S} I_{eff}$ si le système est équilibré (un seul conducteur de phase est à considérer puisqu'il n'y a pas de courant dans le fil neutre). Si le système n'est pas équilibré, les techniciens admettent qu'elle est donnée par l'expression $(2 \rho \frac{l}{S} I_{eff})$, comme en monophasé.

Remarque 2 : Lorsque la température ambiante est susceptible de se maintenir de façon permanente au-dessus de 30 °C, les courants admissibles indiqués pour 30 °C doivent être réduits : ils doivent être multipliés par les facteurs de correction suivants :

— 0,80 si la température ambiante n'excède pas 40 °C ;

— 0,55 si la température ambiante n'excède pas 50 °C.

CHAPITRE IV

LES CÂBLES ISOLÉS

1. CONSTITUTION

Un câble est formé d'une ou plusieurs âmes conductrices (selon qu'il s'agit d'un *câble unipolaire* ou d'un *câble multipolaire*) et d'un certain nombre d'enveloppes et de gaines qui lui confèrent un isolement électrique et une protection mécanique convenables. En règle générale, nous pouvons distinguer du centre vers la périphérie :

— une enveloppe isolante autour de toute âme ;

— un bourrage en jute, papier ou matière plastique pour constituer un ensemble cylindrique ;

— une gaine d'étanchéité en plomb ou en matière plastique ;

— une armure métallique souvent en feuillards ou en fils d'acier ;

— un revêtement extérieur en matière plastique ou en jute goudronné pour éviter la corrosion de l'armure.

Les *âmes conductrices des câbles isolés* sont en cuivre ou en aluminium. Elles sont dites *massives* lorsqu'elles sont constituées par un fil unique et *câblées* lorsqu'elles sont formées de plusieurs conducteurs. Le cuivre utilisé est du cuivre électrolytique recuit dont la résistance à la traction est de 22 à 25 hbar (1 hbar = 10^7 N/m²) et la résistivité à 0 °C de $17{,}21 . 10^{-9}$ Ω-m ; il peut être durci, mais alors la résistivité augmente. L'aluminium employé est dit demi-dur : sa résistance à la traction est égale à 13 hbar et sa résistivité à $27{,}5 . 10^{-9}$ Ω-m. On sait que l'un de ses avantages résulte du fait que sa masse volumique est inférieure à celle du cuivre (2 700 kg/m³ contre 8 900 kg/m³ environ). En haute tension, il présente un intérêt supplémentaire : à conductivité égale, la section du câble est beaucoup plus grande et la valeur du champ disruptif à la surface du métal est beaucoup plus faible : pour la même tension, l'effet couronne est donc moins important avec un câble en aluminium qu'avec un câble en cuivre (V. chap. 10).

Les âmes conductrices câblées sont formées d'un nombre plus ou moins grand de conducteurs (fig. IV-1) ; ils peuvent être groupés en deux, trois ou quatre torons. Les âmes câblées de sections circulaires, composées de fils ronds ou de méplats, permettent d'obtenir une répartition assez uniforme du gradient de potentiel dans le diélectrique. Dans les âmes sectorales, chaque câble élémentaire n'occupe qu'un secteur de la section totale. Cette disposition est intéressante car elle apporte un gain de place important. En revanche, les isolants sont soumis à des contraintes plus sévères et l'utilisation des câbles à âmes sectorales n'est pas possible sous de très grandes tensions.

Lorsque l'âme est destinée à équiper un câble à huile fluide (V. ci-après), le câblage est fait autour d'une spirale en acier destinée à ménager un canal central.

Les *isolants* utilisés sont le papier imprégné, le chlorure de polyvinyle, le butyle, le polyéthylène (V. chap. 3) comme on le verra en étudiant quelques exemples caractéristiques.

Les divers matériaux entourant la ou les âmes du câble sont placés dans un champ électrique puisque les conduc-

Fig. IV-1 — Âmes conductrices câblées

Âme ronde normale

Âme ronde rétreinte

Âme creuse en fils ronds

Âme ovale

Âme sectorale normale

Âme sectorale laminée

Âme creuse en brins profilés

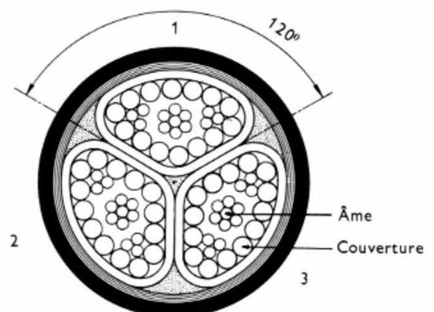
Âme segmentée

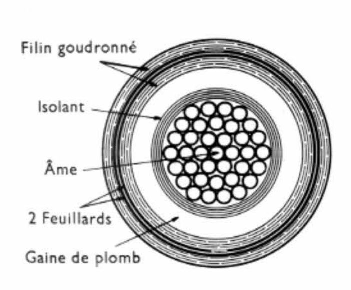
teurs sont portés à un potentiel constant ou variable (selon le cas), alors que la gaine extérieure est à un potentiel que l'on considérera comme nul. Lorsque ce champ électrique ou gradient de potentiel est dirigé suivant un rayon de la section, le câble est dit *à champ radial* (c'est le cas d'un câble unipolaire avec écran).

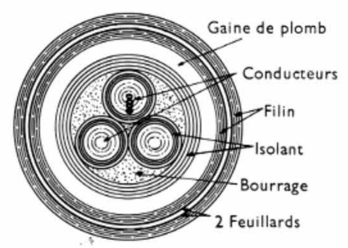
Pour éviter une mauvaise répartition du champ électrique à cause de l'effet de brin (effet couronne, V. chap. 10), la surface de l'âme et la surface extérieure de l'isolant peuvent être recouvertes d'une couche semi-conductrice. Il convient de préciser que ce terme n'implique aucunement une dissymétrie dans les conductions (comme c'est le cas pour les semiconducteurs en électronique) ; c'est seulement une surface équipotentielle. Certains écrans semi-conducteurs sont constitués d'une couche de résine synthétique chargée de noir de carbone.

2. DIFFÉRENTES SORTES DE CÂBLES

2.1. Câbles isolés au papier imprégné. — Ils sont constitués d'un ou plusieurs conducteurs placés à l'intérieur d'un tube étanche qui empêche la pénétration de l'humidité dans l'isolant et le protège mécaniquement. Autour de l'âme du câble sont enroulées des couches de papier qui constituent l'isolant du conducteur après imprégnation (à l'huile de vaseline par exemple). L'armure, en feuillards ou en fils métalliques, remédie au manque de résistance de la gaine d'étanchéité lorsque celle-ci est en plomb et qu'elle doit supporter des contraintes mécaniques (fig. IV-2).







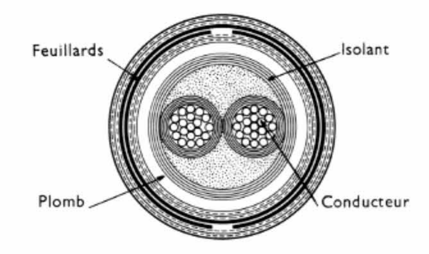


Fig. IV-2 — Câbles isolés au papier imprégné

Un câble isolé au papier imprégné est caractérisé par son type, sa tension de fonctionnement, le nombre de conducteurs, leur forme, leur section et la nature du métal les composant, la nature de sa gaine d'étanchéité et la composition de son revêtement.

2.2. Câbles à pression interne de gaz. — Pour qu'un câble au papier imprégné puisse être utilisé sous des tensions élevées sans que le gradient de potentiel devienne trop grand, il faut que le rapport du diamètre extérieur de l'isolant et du diamètre de l'âme croisse.

Pour des raisons pratiques évidentes, il n'est pas possible d'augmenter indéfiniment le diamètre du câble et il est vite apparu nécessaire de réaliser des câbles utilisables avec des gradients de potentiel plus importants. Les amorçages, dans les bulles de gaz retenues dans l'isolant, sont évités en soumettant l'isolant à une pression suffisante. En effet, la tension de décharge disruptive dans les bulles gazeuses varie dans le même sens que la pression du gaz : le gradient d'ionisation passe de 5,7 kV/mm à 19 kV/mm lorsque la pression augmente de 1 à 15 bars (1 bar $= 10^5$ N/m^2).

Dans les câbles, dits à pression interne de gaz, un passage est ménagé entre les conducteurs isolés et la gaine d'étanchéité pour que le gaz puisse passer et pénétrer tout l'isolant. Dans les câbles triphasés, un tube de plomb, qui fait partie du bourrage, relie directement les extrémités à toutes les jonctions. Des bouteilles de gaz (de l'azote généralement) sont reliées aux boîtes d'extrémité ; ainsi, la pression est maintenue constante dans la canalisation.

Les câbles à pression interne de gaz sont utilisés en moyenne tension et en haute tension (à partir de 30 kV). Le câble à pression est le seul qui soit mécaniquement réalisable lorsque les tensions de fonctionnement dépassent 60 kV.

2.3. Câbles à huile fluide. — Dans les câbles classiques, la matière d'imprégnation, enfermée dans la gaine d'étanchéité, subit l'alternance des pressions et des dépressions engendrées par les cycles d'échauffement et de refroidissement. Au contraire, dans ce câble (V. hors-texte), l'huile fluide imprègne l'isolant du câble et elle peut se dilater librement ; des réservoirs de pression, mis en communication avec la gaine d'étanchéité, constituent un volume compensateur et la pression de l'huile dans le câble est ainsi maintenue entre des limites déterminées. Des canaux, placés au centre de l'âme (câbles unipolaires, technique Pirelli) ou dans le bourrage (câbles multipolaires), permettent la circulation de l'huile.

Un frettage est nécessaire lorsque les gaines d'étanchéité sont en plomb. Les câbles à pression interne d'huile fluide sont utilisés sous des tensions supérieures à 10 kV. En effet, ils présentent un fort coefficient de sécurité et le gradient de potentiel peut être porté à 9 000 V/mm (contre 4 500 V/mm pour les câbles au papier imprégné de matière non migrante).

2.4. Câbles sous tubes (V. hors-texte). — Lorsque les câbles d'une liaison sont placés dans un même tube, l'isolant peut être soumis à une pression déterminée par l'intermédiaire de l'huile contenue dans le tube. De tels câbles sont dits à *pression interne d'huile* ou *oléostatiques*. L'installation terminale est plus complexe que celle d'un câble Pirelli : deux pompes, l'une entraînée par un moteur à courant alternatif, l'autre par un moteur à courant continu (secours), permettent de maintenir la pression dans la canalisation à la valeur de 15 bars.

Les câbles sous tubes peuvent également être comprimés en plaçant un fluide sous pression entre la gaine d'étanchéité et un tube extérieur qui entoure celle-ci (câble à compression externe). La gaine doit être assez souple pour suivre les variations de volume de l'huile d'imprégnation qu'elle contient. Elle peut être en plomb, alors que le tube extérieur est en plomb fretté, en aluminium ou en acier.

Quand les conducteurs comportent individuellement une gaine étanche, le fluide reste à l'extérieur du diélectrique et le câble est dit à compression externe. Quand les conducteurs ne sont pas recouverts d'une gaine, le fluide peut pénétrer dans l'isolant et le câble est dit à pression interne.

Les câbles sous tubes sont prévus pour des tensions de fonctionnement élevées (jusqu'à 220 kV).

2.5. Câbles à isolement sec (fig. IV-3)

Dans cette catégorie, on distingue :

— Les *câbles à champ non radial :* ils comportent un écran collectif constitué d'un ou de deux rubans en cuivre placés sur la ceinture isolante. La tension de fonctionnement est alors limitée à 6 000 volts.

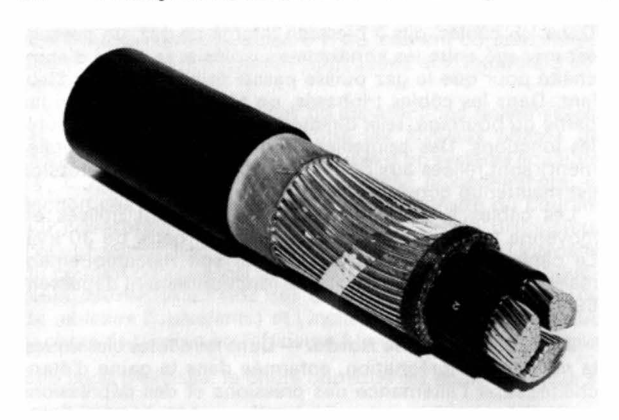


Fig. IV-3 — Câble à isolement sec (*Tréfimétaux*)

— Les *câbles à champ radial* (câbles unipolaires et tripolaires) dans lesquels un écran, constitué par un ou deux rubans de cuivre, est toujours placé sur l'enveloppe isolante de chaque câble (écran individuel).

Tous les câbles secs prévus pour la moyenne tension peuvent recevoir une armure de deux feuillards d'acier pour obtenir une protection mécanique.

Les câbles à isolement sec à champ radial sont utilisables sous des tensions pouvant atteindre 220 kV entre phases.

Le câblage permet d'associer plusieurs fils conducteurs pour former une âme. Il est réalisé au moyen de toronneuses tubulaires ou de câbleuses (fig. IV-4 et 5). Dans les toronneuses, les bobines sont montées dans des berceaux qui sont suspendus à l'intérieur d'un tube tournant ; le fil passe au centre d'un des tourillons supportant le berceau et arrive au point de câblage après avoir longé le tube. Les bobines tournent sur leur axe de déroulement. Dans les câbleuses au contraire, les bobines suivent le mouvement tournant des cages qui les portent.

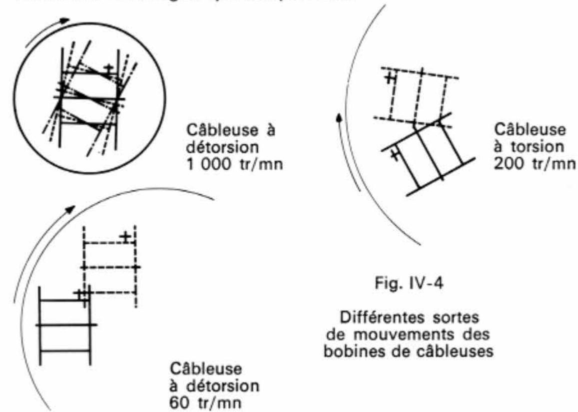


Fig. IV-4

Différentes sortes de mouvements des bobines de câbleuses

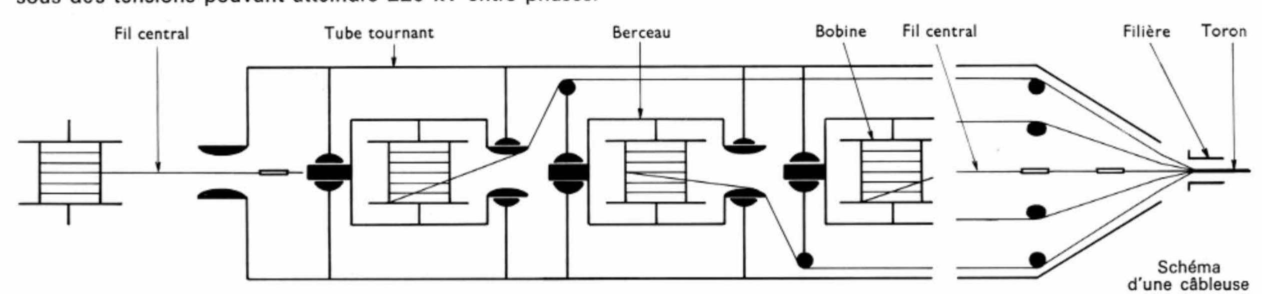


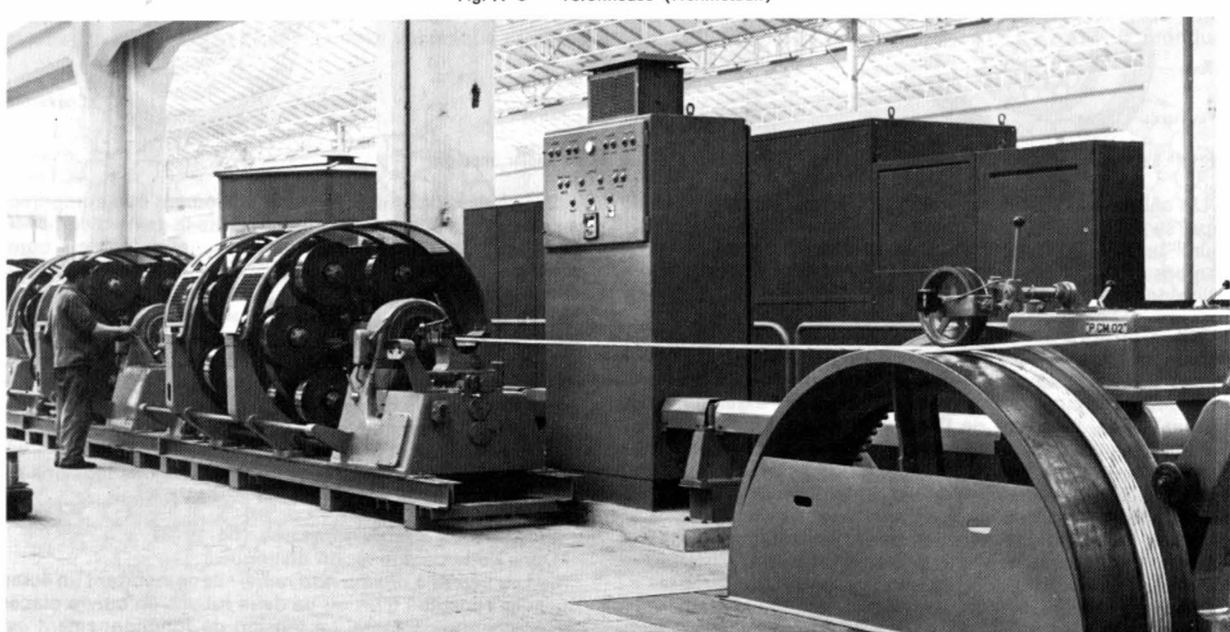
Schéma d'une câbleuse

3. FABRICATION DES CÂBLES

3.1. Fabrication des câbles isolés au papier imprégné. — Les principales opérations sont le câblage, le rubanage, l'assemblage, l'imprégnation, le gainage et la pose des revêtements.

Les âmes sont isolées sur des rubaneuses (fig. IV-6). Des rubans de papier sont enroulés en hélice autour du conducteur. Les spires d'un même ruban sont presque jointives ; l'intervalle restant entre deux spires est recouvert par le ruban suivant pour éviter la superposition des joints qui créeraient des points faibles dans le diélectrique. De temps

Fig. IV-5 — Toronneuse (*Tréfimétaux*)



Code de repérage des conducteurs





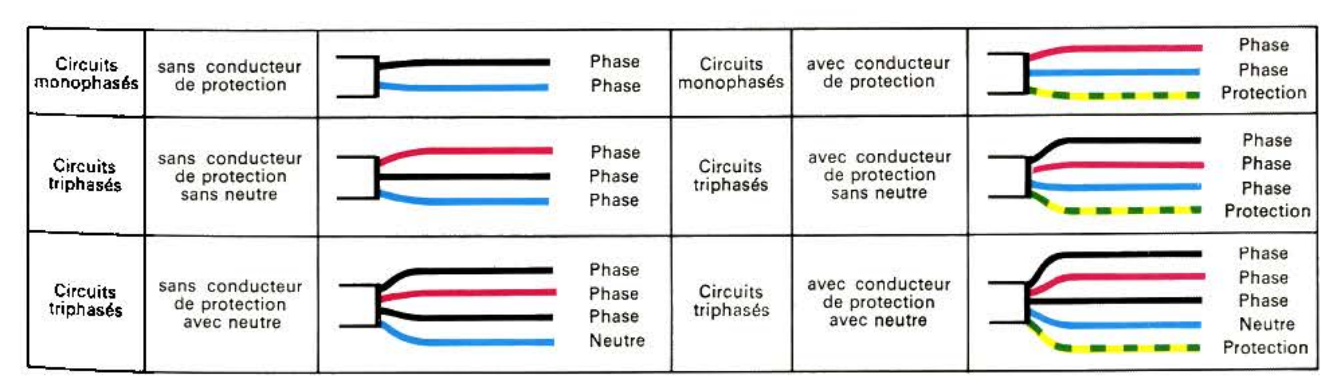
Vert/Noir pour les câbles de séries U-1000 RGPFV et U-1000 R12N (ceux-ci progressivement remplacés par les modèles correspondants du câble U-1000 R2V).

Les conducteurs de PHASE sont de couleur quelconque sauf bleu clair, vert, jaune ou double coloration.

Canalisations fixes

Circuits monophasés	Conducteurs U 500 V, DV ou SV	Câbles multiconducteurs	Circuits monophasés	Conducteurs U 500 V, DV ou SV	Câbles multiconducteurs
Phase Neutre	Phase Neutre	Phase Neutre	Phase Phase	Phase Phase	Phase Phase
Phase Neutre + Protection	Phase Neutre Protection	Phase Neutre Protection $S \leq 25$ mm²	Phase Neutre + Protection	Phase Neutre Protection	Phase Neutre Protection $S > 25$ mm²
Phase Phase + Protection	Phase Phase Protection	Phase Phase Protection $S \leq 25$ mm²	Phase Phase + Protection	Phase Phase Protection	Phase Phase Protection $S > 25$ mm²
Circuits triphasés	**Conducteurs U 500 V, DV ou SV**	**Câbles multiconducteurs**	**Circuits triphasés**	**Conducteurs U 500 V, DV ou SV**	**Câbles multiconducteurs**
3 phases	Phase Phase Phase	Phase Phase Phase	3 phases + Neutre	Phase Phase Phase Neutre	Phase Phase Phase Neutre
3 phases + Protection	Phase Phase Phase Protection	Phase Phase Phase Protection $S \leq 25$ mm²	3 phases + Protection	Phase Phase Phase Protection	Phase Phase Phase Protection $S > 25$ mm²
3 phases + Neutre + Protection	Phase Phase Phase Neutre Protection	Phase Phase Phase Neutre Protection $S \leq 25$ mm²	3 phases + Neutre + Protection	Phase Phase Phase Neutre Protection	Phase Phase Phase Neutre Protection $S > 25$ mm²

Canalisations mobiles alimentant les appareils



Circuits monophasés	sans conducteur de protection	Phase Phase	Circuits monophasés	avec conducteur de protection	Phase Phase Protection
Circuits triphasés	sans conducteur de protection sans neutre	Phase Phase Phase	Circuits triphasés	avec conducteur de protection sans neutre	Phase Phase Phase Protection
Circuits triphasés	sans conducteur de protection avec neutre	Phase Phase Phase Neutre	Circuits triphasés	avec conducteur de protection avec neutre	Phase Phase Phase Neutre Protection

Documentation : Union technique de l'électricité.

FILS ET CÂBLES ÉLECTRIQUES
Rigides

CONDITIONS D'EMPLOI AUTORISÉES PAR LA NORME C 15-100

Câble	EMPLOIS		Enterrés	Encastrés	LOCAUX: Temporairement humides (1)	LOCAUX: Humides (2)	LOCAUX: Mouillés (3)	LOCAUX: Exposés (4)	RISQUES DIVERS: Corrosion (W)	RISQUES DIVERS: Mécaniques (X)	RISQUES DIVERS: Incendie (Y)	RISQUES DIVERS: Explosion (Z)
NF-C 32-202	Circuits des locaux d'habitation	sur isolateurs	Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
		sous moulures	Interdit	Interdit	Autorisé	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit
		sous conduits adaptés aux caractéristiques des locaux.	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé
C 15-116 (prescription provisoire)	Circuits fixes des locaux d'habitation - La pose sous conduit est seule autorisée.		Interdit	Autorisé	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit
NF-C 32-205	Installations fixées aux parois ou sur chemins de câbles dans des locaux d'habitation, des locaux mouillés ou à l'extérieur, sans risques mécaniques.		Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
NF-C 32-206	Comme U-500 VGV, mais présente une étanchéité améliorée.		Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
NF-C 32-206	Comme U-500 VGPV, mais présente une protection contre les contraintes mécaniques ; peut être enterré sous conduit de grès ou de ciment, et être utilisé pour les traversées de parois de plus de 20 cm.		Autorisé	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
NF-C 32-208	Comme U-500 VGV mais avec une plus grande protection mécanique, sans pouvoir toutefois être enterré.		Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
NF-C 32-207	Circuits fixes des locaux d'habitation.		Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
NF-C 32-104	Canalisations électriques dans les ateliers, usines, chantiers...	sur isolateurs	Interdit	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Interdit	Autorisé	Interdit
		sous moulures	Interdit	Interdit	Autorisé	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit	Interdit
		sous conduits adaptés aux caractéristiques des locaux.	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé
NF-C 32-321	Canalisations fixées sur parois ou sur chemins de câbles dans les ateliers, usines. Peut être enterré sous réserve d'une protection mécanique complémentaire (tuiles, briques, dalles, etc.).		Autorisé	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé
NF-C 32-111	Canalisations enterrées directement dans le sol - Canalisations fixées aux parois ou sur chemins de câbles.		Autorisé	Interdit	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé	Autorisé

– AUTORISÉ   – INTERDIT

CONSTITUTION

Ames conductrices : suivant normes NF-C 32-010 et NF-C 32-012

Sections nominales normalisées (en millimètres carrés) :

1,5 2,5 4 6 10 16 25 35 50 70 95 120 150 185 240 300
400 500 630 800 1000

Ames en cuivre ou en aluminium suivant le modèle de câble
et la section nominale.

Ames massives ou câblées suivant la nature du métal et la section nominale.

	V
U-500 1 conducteur	V
(U)-500 2 ou 3 conducteurs	V CM
U-500 de 2 à 5 conducteurs	V G V
U-500 de 2 à 5 conducteurs	V G P V
U-500 de 2 à 5 conducteurs	V G P F V
U-500 de 2 à 5 conducteurs	V G V F V
U-500 de 2 à 4 conducteurs	V G Z V
U-1000 1 conducteur	C N
U-1000 de 1 à 5 conducteurs	R 2V
U-1000 de 2 à 5 conducteurs	R G P F V

Normalisation
U : *normalisé*
(U) : *fait l'objet de prescriptions provisoires*

Tension en volts
250 500 1000

Ame
A : *aluminium*
S : *(après tension) câbles souples*
pas de symbole : *âme rigide en cuivre*

Enveloppe isolante
B : *caoutchouc butyle vulcanisé*
C : *caoutchouc vulcanisé*
Ç : *caoutchouc pur*
E : *polyéthylène*
J : *papier imprégné*
K : *caoutchouc silicone*
N : *polychloroprène (ou produit équivalent)*
R : *polyéthylène réticulé*
V : *polychlorure de vinyle*
X : *isolant minéral*
2 : *gaine épaisse* } (chiffre placé avant le
3 : *gaine très épaisse* } symbole de la gaine)

Bourrage (cas d'un câble à plusieurs conducteurs)
G : *matière plastique ou élastique formant gaine de bourrage autour des conducteurs*
O : *aucun bourrage ou bourrage ne formant pas gaine*
1 : *la gaine d'assemblage ou de protection forme bourrage*
pas de symbole : *il s'agit d'un conducteur ou d'une torsade de conducteurs*

Gaine de protection non métallique
C : *caoutchouc vulcanisé*
N : *polychloroprène (ou produit équivalent)*
V : *polychlorure de vinyle*
2 : *gaine épaisse* } (chiffre placé avant le
3 : *gaine très épaisse* } symbole de la gaine)

Revêtements métalliques de protection
(gaine ou tube, armure, cuirasse)
F : *feuillards ou fils d'acier*
P : *plomb*
Z : *zinc (ou autre métal)*

Gaine extérieure sur revêtement métallique
V : *polychlorure de vinyle*

Forme
M : *câble méplat*
pas de symbole : *forme ronde*

FILS ET CÂBLES ÉLECTRIQUES
Souples

CONDITIONS D'EMPLOI AUTORISÉES PAR LA NORME C 15-100

Câble	EMPLOIS	Enterrés	LOCAUX: Temporairement humides 1	LOCAUX: Humides 2	LOCAUX: Mouillés 3	LOCAUX: Exposés 4	RISQUES DIVERS: Poussière V	RISQUES DIVERS: Corrosion W	RISQUES DIVERS: Mécaniques X	RISQUES DIVERS: Incendie Y	RISQUES DIVERS: Explosion Z
NF-C 32-252 NF-C 32-156	Couvertures chauffantes, rasoirs, tondeuses, vibromasseurs, maquilleurs, récepteurs radio et T.V., électrophones, appareils d'éclairage (classes 0 et 01).										
NF-C 32-157	Appareils d'éclairage. **Nota** - Admis seulement dans les locaux secs et sans risques spéciaux.										
NF-C 32-157	Fers à repasser, couvertures chauffantes, appareils d'éclairage (classes 0 - 01 et 1).										
NF-C 32-158	Équipement des lustres. **Nota** - Admis seulement dans les locaux secs et sans risques spéciaux.										
NF-C 32-251	Équipement de tableaux et d'appareils électriques.										
NF-C 32-253	Aspirateurs de tous modèles, cireuses, machines à laver à chauffage électrique, appareils d'éclairage, appareils de cuisson fixes, certains radiateurs, chauffe-eau, réfrigérateurs ; machines et presses à repasser ; petits appareils à moteur (mélangeurs, batteurs, moulins à café, ventilateurs, machines à coudre, sèche-cheveux . . .).										
NF-C 32-155	Aspirateurs (en particulier pour usages autres que domestiques), cireuses, machines à laver de tous modèles, appareils de cuisson, radiateurs, chauffe-eau, thermoplongeurs de puissance inférieure à 1 200 W, thermoplasmes étanches à l'immersion, machines et presses à repasser, réfrigérateurs, petits transformateurs, lampes baladeuses ordinaires.										
NF-C 32-155	Comme U-500 SCIC ; est plus indiqué quand un contact est possible avec des huiles ou graisses - Alimentation de lampes baladeuses étanches, petits outils portatifs de puissance inférieure à 250 W.										
NF-C 32-154	Alimentation d'engins de chantiers, d'appareils utilisés à l'extérieur : moteurs, pompes, outils portatifs de puissance supérieure à 250 W, lampes baladeuses étanches, clôtures électriques. Installations temporaires. Thermo-plongeurs de puissance supérieure à 1 200 W.										

Document : Fabricants français de fils et câbles électriques isolés

CONSTITUTION

Ames conductrices : suivant normes NF-C 32-010 et NF-C 32-012

Sections nominales normalisées (en millimètres carrés) :

0,5 0,75 1 1,5 2,5 4 6 10 16 25 35 50 70 95 120 150
185 240 300 400 500

Les âmes conductrices, en cuivre, sont composées de fils fins pour assurer la souplesse requise. Lorsque l'enveloppe est en caoutchouc vulcanisé, ou bien les fils sont en cuivre étamé, ou bien l'âme est recouverte d'un séparateur.

	VM
U-250 2 conducteurs	CM
U-250 de 1 à 3 conducteurs	C T
U-250 2 ou 3 conducteurs	C 0 T
U-250 1 ou 2 conducteurs	Ç 0 TM
U-500 1 conducteur	V
	V 0 V
U-500 de 2 à 5 conducteurs	V 1 V
U-500 de 1 à 5 conducteurs	C 1C
U-500 de 1 à 5 conducteurs	C 1N
U-1000 de 1 à 5 conducteurs	C 12 N

Câbles pour le transport de l'énergie électrique





Ci-dessus, Câble unipolaire à huile fluide, isolé au papier imprégné, pour le transport du courant sous une tension de 600 kV entre phases. Au centre, le conduit d'huile.

A droite, Câble sous tube acier rempli d'huile sous pression. C'est un câble tripolaire, isolé au papier imprégné; il permet le transport d'une puissance de 300 MVA, sous une tension de 225 kV entre phases. On distingue aisément à la périphérie de chacun des câbles la bande de glissement qui a servi à tirer le câble dans le tube.

Photos : J. Sadoul - Tréfimétaux

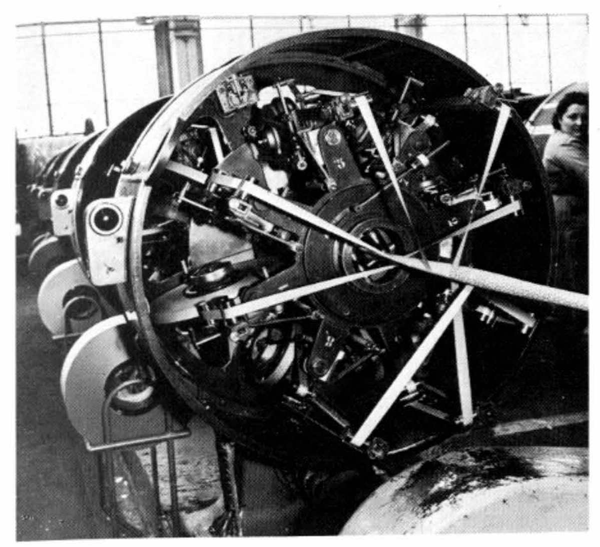


Fig. IV-6 — Rubaneuse (*Tréfimétaux*)

en temps, le sens d'enroulement est inversé. Les caractéristiques mécaniques du papier varient avec la tension d'utilisation. À titre indicatif, les différents rubans utilisés ont les dimensions suivantes : 5 à 40 mm de largeur et 0,02 à 0,2 mm d'épaisseur.

La première couche est rendue semi-conductrice à l'aide d'un dépôt de carbone (côté âme).

Pour de nombreux câbles, la dernière couche de papier est conductrice ; elle est constituée par un ruban semi-conducteur, imbriqué avec un papier métallisé, pour obtenir un câble à champ radial.

L'isolation est faite en une seule passe : un appareil de tirage à « chenilles », synchronisé sur la rotation des volettes, assure un avancement régulier et un pas constant.

Les assembleuses réunissent entre eux plusieurs conducteurs isolés pour former un câble (fig. IV-7). Elles sont constituées d'une ou de plusieurs cages tournantes disposées à la suite les unes des autres ; chacune d'elles comporte une filière d'assemblage et une série de têtes à rubaner. Un appareil de tirage imprime au câble un mouvement de translation synchronisé avec la rotation des cages. Le dispositif de réception permet d'enrouler le câble sur une bobine ou dans un panier d'imprégnation.

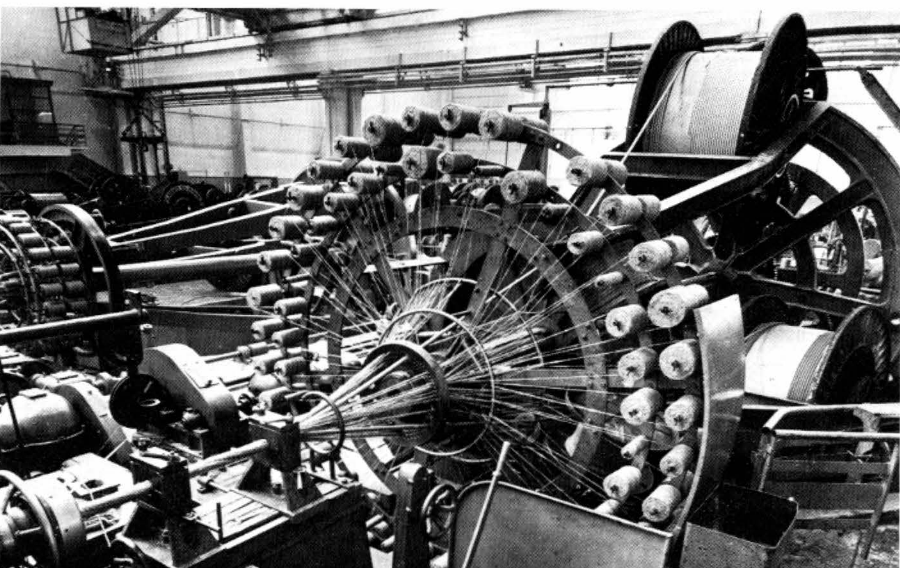


Fig. IV-7 — Assembleuse (*Tréfimétaux*)



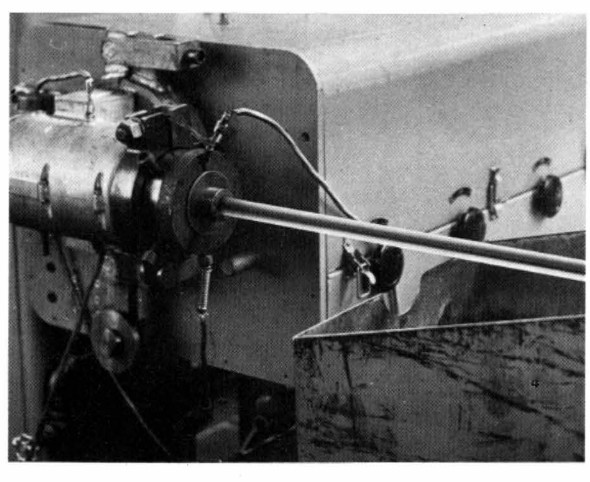
Fig. IV-8

Cuves d'imprégnation (*Tréfimétaux*)

Imprégner un câble, c'est remplacer l'air et l'humidité contenus dans les âmes, les isolants et les bourrages par une matière isolante. En fin d'assemblage, les câbles sont lovés dans des paniers d'imprégnation ; ces paniers sont classés suivant la tension de fonctionnement des câbles, puis ils sont empilés dans des cuves d'imprégnation (fig. IV-8). Les différentes phases de l'imprégnation sont réglées suivant l'évolution de quatre valeurs qui sont : la température du câble, le vide désiré, la valeur de l'isolement des conducteurs et la capacité. Les câbles sont séchés par effet Joule et par chauffage de la cuve. Le séchage est terminé sous vide jusqu'à ce que celui-ci atteigne la valeur optimale pour l'imprégnation proprement dite. Le séchage peut durer plusieurs jours.

Pour l'*imprégnation de matière non migrante*, on injecte sous pression de l'huile de vaseline additionnée de résines (pour fixer l'huile) ; cet isolant est envoyé dans la cuve : il pénètre le papier et remplit les intervalles entre couches.

Les gaines, préalablement chauffées, sont extrudées entre un poinçon et une filière (fig. IV-9). Les gaines métalliques sont obtenues dans les presses hydrauliques par l'action d'un fouloir ou dans les presses continues par l'action d'une vis d'Archimède tournant à l'intérieur d'un fourreau cannelé. Ces gaines sont souvent rétreintes ou ondulées mécaniquement après filage (fig. IV-10 et 11).



Extrudeuse (*Tréfimétaux*)

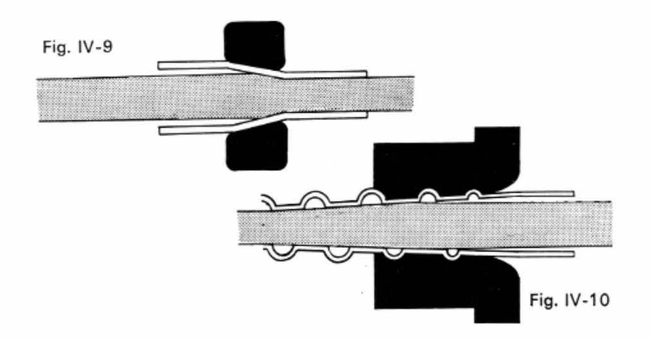


Fig. IV-9

Fig. IV-10

Les gaines thermoplastiques sont obtenues dans les presses continues dans lesquelles la vis est perpendiculaire au câble. Ces presses sont appelées boudineuses (fig. IV-12).

Les câbles sont protégés extérieurement, soit par l'enroulement de matériaux sur la gaine d'étanchéité au moyen d'armeuses, soit par extrusion sur cette gaine d'un tube

Pignon d'entraînement de la vis
Rainures d'étanchéité
Fourreau cannelé
Vis
Bobine de chauffage
Support de poinçon
Conducteur
Gaine isolante
Air de refroidissement
Porte filière à rotule
Plomb fondu
Air de refroidissement

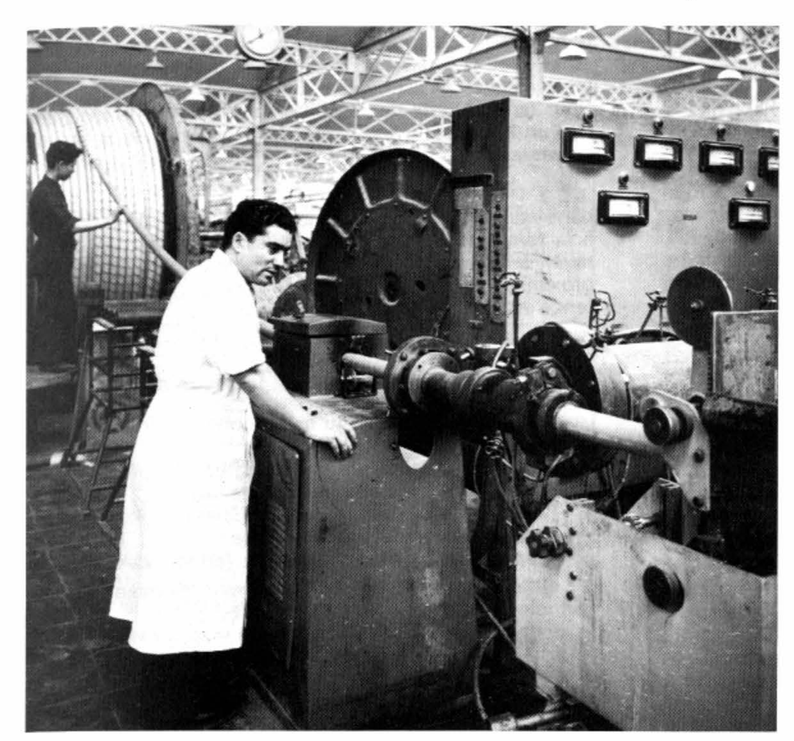
Fig. IV-11

Schéma d'une presse continue pour le filage (*Tréfimétaux*)

Conducteur
Gaine isolante
Isolant
Détail de la tête
Silo d'alimentation en granulés
Distributeur
Pignon d'entraînement de la vis
Vis
Bobine de chauffage
Tête
Isolant
Conducteur
Air de refroidissement

Fig. IV-12

Schéma d'une boudineuse (*Tréfimétaux*)



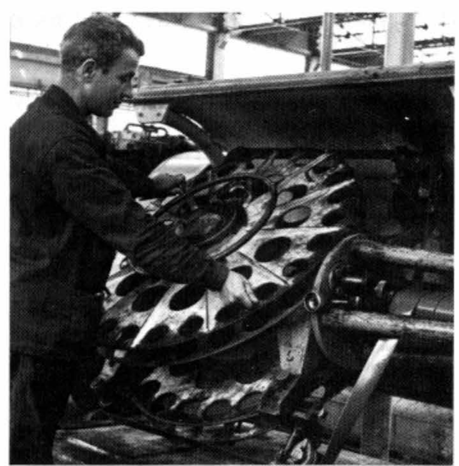


Fig. IV-14

Rubanage des feuillards d'acier (*Tréfimétaux*)

Fig. IV-13 — Boudineuse (*Tréfimétaux*)

continu (en polychlorure de vinyle, par exemple) au moyen de boudineuses (fig. IV-13), soit par ces deux procédés réunis. Les armeuses comportent un bâti de déroulement et un dispositif de tirage et d'enroulement du câble.

Lorsque le revêtement se termine par un guipage enduit de bitume (neutre et hydrofuge), le câble est arrosé d'un lait de chaux qui empêche le collage des spires sur la bobine réceptrice.

3.2. Fabrication des câbles spéciaux

3.2.1. Câbles à circulation d'huile. — Sur une spirale de ruban d'acier à spires non jointives, formant un tube, sont câblés les fils de cuivre constituant l'âme; ils sont disposés en une ou plusieurs couches suivant les besoins.

Après un premier séchage du papier, on met le câble sous plomb ou aluminium et on achève le séchage dans une étuve chauffée. Le câble est plongé dans une cuve chauffée à 100 °C (à l'aide de vapeur d'eau). Le vide est fait aux deux extrémités de l'enveloppe (0,05 cm de mercure) et, lorsque toute l'humidité est retirée, l'huile d'imprégnation est envoyée sous pression à une extrémité (aucune résine n'est utilisée). Un réservoir d'expansion de l'huile est aussi mis en communication avec l'enveloppe d'étanchéité, d'une part pour mettre le câble sous une pression supérieure à la pression atmosphérique (1,5 bar), d'autre part pour absorber l'excès d'huile pendant l'échauffement du câble ou restituer celle-ci pendant son refroidissement.

L'imprégnation terminée, on refroidit le câble. Il est ensuite recouvert successivement de papier goudronné, d'une toile, de deux feuillards de laiton enroulés et d'une autre toile; ces toiles sont imprégnées d'un mélange à l'huile d'anthracène. Cette opération est réalisée au moyen d'une machine à armer.

3.2.2. Câbles à gaz. — L'isolation est la même que pour les câbles à circulation d'huile, puisque l'isolant est en papier imprégné et que chaque conducteur est recouvert d'une enveloppe de plomb. Les trois conducteurs d'un câble tripolaire (câble triplomb) sont mis dans un tube de plomb dans lequel le gaz peut circuler librement. Dans certains cas, le câble comporte un bourrage comme un câble métallisé ordinaire et c'est la pression appliquée qui permet la circulation du gaz dans le bourrage.

On frette l'enveloppe extérieure de plomb à l'aide de feuillards d'acier enroulés longitudinalement et transversalement (fig. IV-14). Le tout est enduit d'un mélange de caoutchouc et bitume.

3.2.3. Câbles pour haute tension isolés au butyle, au polychlorure de vinyle ou au polyéthylène. — Leur fabrication est assimilable à celle des câbles de distribution. Il y a toujours, sur l'isolant, une couche semi-conductrice appliquée à l'aide d'une boudineuse ou formée d'un ruban semi-conducteur à recouvrement. Un écran amagnétique recouvre l'isolant; il assure la mise à la terre et permet le passage des courants parasites.

3.3. Les essais. — Ce sont :

— les essais dimensionnels,

— les essais mécaniques et chimiques sur les matériaux constitutifs,

— les essais de rigidité diélectrique après déformation du câble par pliage,

— les essais de tenue d'un échantillon soumis à une tension de longue durée, mesure de l'isolement, de la capacité et de la tension de claquage,

— les essais au vieillissement et aux ondes de choc pour les câbles à T.H.T. (fig. IV-15).

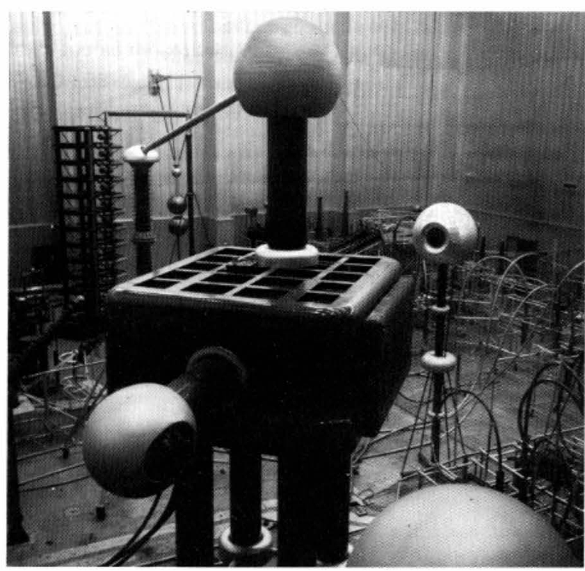


Fig. IV-15 — Essais pour les câbles (*Tréfimétaux*)

4. PARAMÈTRES PERMETTANT DE DIMENSIONNER LES CÂBLES

4.1. Tension spécifiée. — La tension spécifiée du câble (norme N F C 33 100) est la tension efficace (tension simple en triphasé) en fonction de laquelle sont réalisés les essais diélectriques. C'est la d.d.p. qui détermine l'isolation du câble entre une âme conductrice et la gaine métallique ou l'écran. Cette tension est fonction de la durée d'élimination des défauts à la terre : en effet, tant qu'il n'est pas éliminé, un défaut peut augmenter la différence de potentiel entre l'âme d'un câble de phase sain et l'écran correspondant. En haute tension, l'élimination des défauts de terre demande entre 0,2 et 1 s.

4.2. Surtension permanente. — On admet une surtension permanente de 10 % pour tenir compte des conditions réelles d'exploitation (la tension en un point du réseau est une fonction des puissances actives et réactives transitées ainsi que du réglage des régulateurs au niveau des groupes de production et des transformateurs H.T./M.T.).

4.3. Autres surtensions. — Par ailleurs, il est tenu compte des surtensions à fréquence industrielle qui se produisent lorsque le câble est en antenne à vide et des surtensions à front raide dues à des perturbations atmosphériques au voisinage d'une boîte d'extrémité ou à des phénomènes de résonance entre le câble et l'inductance du réseau aérien. Ainsi, tout échantillon de câble (muni de ses accessoires) est soumis aux essais suivants : porté à la température de service + 5 °C, il doit supporter sans claquage, d'une part dix « chocs » de polarité négative et d'autre part, dix « chocs » de polarité positive. L'amplitude de ces « chocs » est fonction de la tension nominale du câble.

Exemples :

câble Pirelli CS 26334 (225 kV) : 1 050 kV
câble sous tube acier CS 22159 (225 kV) : 1 050 kV

4.4. Températures admissibles dans les conducteurs des câbles. — Elles dépendent de l'isolant, comme le tableau suivant le montre :

Isolant	Température admissible
Papier imprégné de matière non migrante	65 °C
Papier imprégné d'huile sous pression . . .	85 °C
Polychlorure de vinyle	70 °C
Polyéthylène M.T.	70 °C
Caoutchouc butyle et polyéthylène réticulé chimiquement B.T.	85 °C
Polyéthylène réticulé chimiquement M.T.	90 °C

Les températures réellement atteintes dans un câble en exploitation dépendent :

— du régime d'exploitation retenu (défini par la norme N.F. C 33 100). Ce régime peut être continu (la charge ne diminuant à aucun moment) ou discontinu (la charge étant maximale pendant deux périodes de six heures séparées par un intervalle de deux heures ; en dehors des deux périodes de pointe, la puissance transitée est égale à la demi-charge) ;
— de l'intensité et de la durée des courants des courts-circuits éventuels (échauffement adiabatique) ;
— de la présence éventuelle de câbles en parallèle ;
— des caractéristiques thermiques du milieu dans lequel se trouvent les câbles (sol, galerie, caniveau) ;
— de la température ambiante.

4.5. Pertes d'énergie dans les câbles

4.5.1. Pertes dans le ou les conducteurs. — Elles sont dues à la résistance électrique du câble qui est fonction de la température de service, de la fréquence du courant (effet de peau), de la proximité d'autres phases et de la manière dont est câblée l'âme (coefficient de câblage). Pour tenir compte de ces différents facteurs, la résistance R d'un conducteur est exprimée au moyen de la formule suivante :

$$R = R_0\,(1 + Y_S + Y_P)$$

dans laquelle R_0 est la résistance mesurée en courant continu à la température maximale admissible, Y_S est un facteur relatif à l'effet de peau et Y_P un facteur relatif à l'effet de proximité. Pour une longueur de 1 m de câble, cette résistance est donnée par la relation suivante :

$$R_0 = \frac{\rho[1 + \alpha(\theta - 20)]\,(1 + k_0)}{S}$$

si l'on désigne :

— par ρ, la résistivité du métal conducteur à 20 °C (en ohms-mètres) ;
— par α, le coefficient de température du métal conducteur (en kelvins à la puissance moins un) ;
— par θ, la température du conducteur (en kelvins) ;
— par k_0, le coefficient de câblage ;
— par S la section du conducteur (en mètres carrés).

Le facteur relatif à l'effet de peau s'obtient par une formule approchée :

$$Y_S = \frac{X_S^4}{192 + 0{,}8\,X_S^4} \quad \text{avec } X_S = \frac{8\,\pi f\,10^{-9}}{R_0}\,k_S$$

si l'on appelle f la fréquence du courant (en hertz) et k_S un coefficient fonction de la conception du câble.

De la même manière, le facteur relatif à l'effet de proximité se calcule à l'aide d'une formule approximative :

$$Y_P = F(X_P)\left(\frac{d_c}{s}\right)^2\left[0{,}312\left(\frac{d_c}{s}\right)^2 + \frac{1{,}18}{F(X_P) + 0{,}27}\right]$$

dans laquelle on représente :

— par d_c, le diamètre du conducteur (en mètres),
— par s, la distance entre axe des conducteurs (en mètres) avec :

$$F(X_P) = \frac{X_P^4}{192 + 0{,}8\,X_P^4} \quad \text{et : } X_P\ \frac{8\pi\,f\,10^{-9}}{R_0}\,k_P$$

Lorsque les câbles sont en tuyau, les deux facteurs correctifs sont multipliés par un coefficient k_t égal à 1,7 dans les cas usuels.

Les valeurs données aux différents coefficients se trouvent dans le tableau ci-dessous :

Calcul des pertes dans le ou les conducteurs

Résistivité électrique et facteur de température		
Métal	Résistivité (ohms-mètres)	Coefficient de température (kelvins ou degrés Celsius à la puissance moins 1)
Cuivre	17.10^{-9}	$3{,}9.10^{-3}$
Aluminium	28.10^{-9}	$4{,}0.10^{-3}$
Bronze	35.10^{-9}	$3{,}0.10^{-3}$
Plomb	214.10^{-9}	$4{,}0.10^{-3}$
Acier	138.10^{-9}	$4{,}5.10^{-3}$
Acier inoxydable	700.10^{-9}	

Facteur de câblage (k_0)

Câbles	Valeur de k_0
Câble à 1 conducteur de section inférieure à 500 mm²	0,03
Câble à 1 conducteur de section comprise entre 500 et 1 000 mm²	0,04

Facteur de câblage (k_0) *(suite)*

Câbles	Valeur de k_0
Câble à 1 conducteur de section supérieure à 1 000 mm²	0,05
Câble à conducteurs multiples (toutes sections)	0,04

Effet de peau et de proximité

Type de conducteur	k_S	k_P	Âme séchée et imprégnée
Conducteur rond câblé (cuivre)	1	0,8	oui
Conducteur rond câblé (cuivre)	1	1	non
Conducteurs ronds à 4 segments (cuivre)	0,435	0,37	oui
Conducteurs sectoraux (cuivre)	1	0,8 × 2/3	oui
Conducteurs ronds câblés (aluminium)	1	0,8	oui
Conducteurs ronds câblés (aluminium)	1	1	non

4.5.2. Pertes diélectriques. — Les pertes diélectriques de chaque phase, exprimées en watts par mètre, sont données par la formule suivante :

$$W = 2\pi\, f\, C\, E_0^2\, \text{tg}\delta . 10^{-6}$$

si l'on représente par f la fréquence (hertz), par C la capacité linéique (microfarads par mètre), par E_0 la valeur efficace de la tension entre conducteur et écran (volts), par tgδ le facteur de pertes du diélectrique à la température et à la fréquence de service.

Lorsque le câble est à champ électrique radial, sa capacité linéique est donnée par la relation suivante :

$$C = \frac{\varepsilon_r}{18 \ln \frac{D}{d}}\, 10^{-3} \text{ (en microfarads par mètre)}$$

si l'on désigne par D et d les diamètres extrêmes de l'isolant (exprimés avec la même unité) et par ε_r la constante diélectrique de l'isolant par rapport à l'air (V. t. 1, Électricité, chap. 16).

Pertes diélectriques

Isolation	ε_r	tgδ
Papier imprégné (matière non migrante)	4	0,01
Papier imprégné (huile fluide à basse pression)	3,3	0,004
Papier imprégné (huile fluide à haute pression)	3,5	0,0045
Papier imprégné (huile fluide à haute pression de gaz)	3,8	0,005
Butyle	4,5	0,05
Polychlorure de vinyle	8	0,1
Polyéthylène	2,3	0,0004

4.5.3. Pertes dans les gaines et frettages. — Elles dépendent de la nature des gaines, de la disposition relative des câbles et de la disposition des mises à la terre des écrans.

L'énergie calorifique produite dans le câble est dissipée plus ou moins facilement. Les isolants peuvent être caractérisés par leur résistivité thermique (inverse de la conductivité thermique) ; plus cette caractéristique est faible, plus le corps conduit bien la chaleur.

Isolant	Résistivité thermique
Papier imprégné en masse	600 °C cm/W
Diélectrique de câble à huile	500 °C cm/W
Diélectrique de câble à compression externe de gaz	550 °C cm/W
Polyéthylène	400 °C cm/W
Polychlorure de vinyle	700 °C cm/W

CHAPITRE V

APPAREILLAGE ÉLECTRIQUE

1. GÉNÉRALITÉS

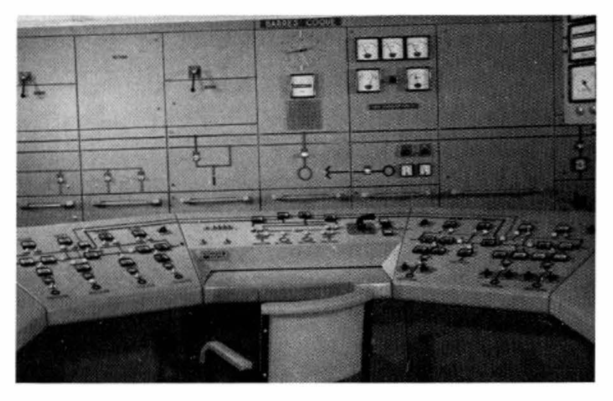
Dans sa forme la plus simple, un circuit électrique peut toujours se réduire au concept : générateur — conducteur — récepteur. Dans la pratique, de nombreux appareils sont souvent nécessaires pour connecter, couper, protéger, régler, mesurer, etc. et l'appareillage constitue l'un des maillons de la chaîne production-transport-distribution. Le développement et la modernisation de cet appareillage sont liés aux progrès des sciences, des techniques et aux exigences des utilisateurs. D'abord installé aux points d'utilisation, il est de plus en plus centralisé sur des blocs, tableaux ou pupitres évoluant eux-mêmes avec l'automatisation (fig. V-1). La commande à distance automatisée a mis en évidence la souplesse d'emploi de ce matériel.

La *normalisation* a permis une *standardisation* et une *simplification des équipements.* D'une manière générale l'appareillage se miniaturise. Par exemple, les dimensions des disjoncteurs et des discontacteurs diminuent de plus en plus alors que les intensités des courants de service et les intensités des courants de courts-circuits, contre lesquels il faut se protéger, sont de plus en plus grandes. De même, la commutation statique (V. t. 1, Électronique, chap. 17) fait espérer que les progrès de l'électronique permettront la mise au point de véritables « robinets à électrons », utilisables quelles que soient la puissance et la tension nominale de l'appareil de coupure ou de coupure-protection.

Les qualités recherchées pour l'appareillage sont :

— la simplification de conception ;
— la sécurité de fonctionnement (fiabilité, longévité) ;

Fig. V-1 — Tableau de commande du paquebot « France » (*Merlin-Gérin*)



— la facilité de réglage, d'installation, de remplacement;
— la robustesse, c'est-à-dire la résistance aux différentes contraintes électriques, thermiques, mécaniques, diélectriques;
— l'encombrement réduit;
— le prix de revient aussi bas que possible;
— l'aspect esthétique.

2. CONTACT ÉLECTRIQUE

Les différentes parties d'un circuit électrique sont nécessairement reliées entre elles pour assurer une continuité, d'où l'importance des contacts. Certains contacts sont permanents, c'est le cas des connexions; d'autres sont temporaires comme ceux des appareils de coupure.

2.1. Étude des contacts électriques. — Les contacts provoquent des chutes de tension et ils sont le siège de pertes par effet Joule (par conséquent d'échauffement), et d'efforts électrodynamiques.

Il n'y a jamais contact parfait entre deux pièces et seuls quelques points portent (fig. V-2). Le courant passe par ces points de contact appelés *zones de conduction* et surtout par les *zones de disruption*. Cela résulte du fait qu'un champ électrique très grand (proche de 10^5 V/m) règne dans ces zones et qu'une ionisation importante du milieu se produit.

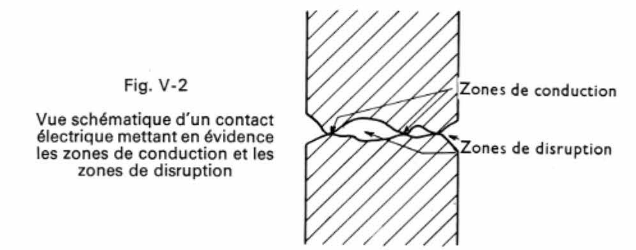


Fig. V-2
Vue schématique d'un contact électrique mettant en évidence les zones de conduction et les zones de disruption

Les contacts entre métaux différents subissent des contraintes qui leur sont propres, notamment une augmentation de l'effet Joule, car des couples thermoélectriques et des couples électrolytiques sont formés.

Un *contact électrique* est caractérisé par sa résistance (*résistance de contact*). Celle-ci dépend de la pression au contact, du milieu ambiant, de la nature des matériaux en présence ainsi que de la valeur, du sens et de la nature du courant.

La *chute de tension* due à un contact est très variable et n'obéit à aucune loi simple. Certains auteurs proposent la formule suivante pour le calcul de cette chute de tension u lorsque l'intensité du courant dépasse 100 A:

$$u = 10^{-3}\,(2 + 0{,}0044\,I)$$

Il faut exprimer u en volts et I en ampères.

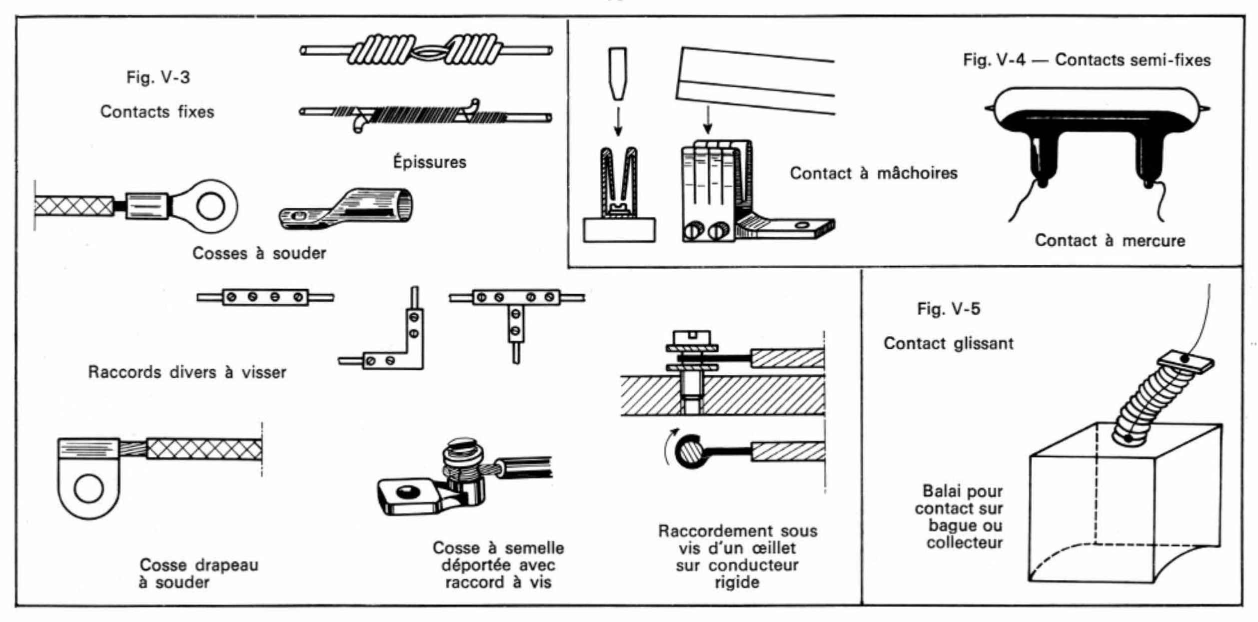
La *densité de courant*, dans une pièce de contact, est une donnée importante; elle permet de déterminer les surfaces de contact en se basant sur les résultats pratiques confirmés par des données expérimentales. Elle représente le quotient de l'intensité I du courant dans le contact (intensité efficace I_{eff} en alternatif) et de la surface s de celui-ci: $\delta = \frac{I}{s}$; elle est exprimée en ampères par millimètres carrés en général (1 A/mm² = 10^6 A/m²).

2.2. Différents types de contacts. — On distinguera:
— les *contacts fixes* (fig. V-3), qui assurent une continuité électrique permanente entre deux ou plusieurs pièces solidaires (épissures, conducteurs sur borne, cosse sur conducteur, etc.). La force pressante est au moins égale à 10 N/A. En tenant compte de la densité de courant, il est possible de déterminer les surfaces en contact et la pression par unité de surface. La nature des matériaux dépend de la nature et de la forme des pièces à relier.
— les *contacts semi-fixes;* à mercure, à couteau, rotatifs, à balais, à pince, à pression; exemples: fiche-banane, douille, etc. (fig. V-4).
— les *contacts glissants* (fig. V-5). Leur comportement est très complexe, car l'un des éléments est en permanence parcouru par un courant (balai, archet), tandis que l'autre ne l'est que périodiquement. Par ailleurs, les surfaces de contact se modifient constamment et les vibrations entraînent des variations de pression.

L'usure mécanique dépend de la pression de contact, de la vitesse de glissement, de l'état du milieu ambiant, de la ventilation, de la dureté, de l'altitude, etc. À cette usure, s'ajoute une usure électrique fonction du sens de passage du courant (un balai négatif s'use plus qu'un balai positif dans une dynamo) et du milieu ambiant: Sur un collecteur il se forme une patine (mélange de cuivre, de charbon et d'oxyde cuivreux) qu'il faut enlever périodiquement.

2.3. Matériaux pour contacts. — Pour réaliser les contacts semi-fixes et les contacts glissants, pendant longtemps on a utilisé le cuivre, l'argent, le platine, l'or, etc. Pour répondre aux exigences imposées au matériel actuel, il a été nécessaire de mettre en œuvre des matériaux très élaborés, de nombreux alliages et combinaisons comme le montre le tableau de la page suivante.

Différents types de contacts



Matériaux	Caractéristiques	Utilisations
Cuivre et alliages avec étain, chrome, cadmium		Fabrication des supports des contacts
Argent pur	Inoxydable ; mou ; point de fusion élevé	Interrupteurs électroménagers, relais, contacteurs
Argent dur Argent + cuivre	Moins de 98 % d'argent pur ; dur	Relais thermostatiques et industriels, interrupteurs
Argent + cuivre + nickel Argent + cadmium	Résistance au collage et à l'érosion électrique	Dispositifs de démarrage, conjoncteurs, régulateurs
Argent + or Argent + palladium	Résistance au ternissement et au film de surface	Microrupteurs, appareils de mesure et de contrôle
Or Or + cuivre ; or + nickel Or + argent + platine	Inaltérabilité aux agents corrosifs	Relais sensibles, minuteries, appareillage de signalisation, servocommandes.
Tungstène	Très résistant à l'usure mécanique	Distributeurs d'allumage, avertisseurs, relais de machines comptables
Platine et ses alliages avec iridium, ruthénium, tungstène, palladium	Résistance à la corrosion, Résistance à l'arc, Résistance à l'usure pour les alliages	Pyromètres, vibreurs, régulateurs de tension, téléscripteurs, téléphonie
Poudres frittées, pseudo-alliages : Argent + oxyde de cadmium	Grande résistance au collage, faible tendance au transfert	Équipements aéronautiques, équipements de démarrage pour moteurs à courant continu
Argent + nickel	Résistance à l'usure mécanique, résistance à la corrosion	Équipements de locomotives Appareils de levage
Argent + graphite	Résistance au soudage, propriétés de glissement	Contacts glissants pour courants de grandes intensités
Argent au tungstène et au molybdène	Dureté, résistance au collage et à l'érosion électrique	Contacts pour courants de grandes intensités ; pare-étincelles

3. RACCORDEMENTS

Les raccordements de conducteurs représentent une partie importante des contacts fixes. Leur qualité dépend essentiellement :

— de la nature des surfaces en présence ;
— du dimensionnement de ces surfaces ;
— de leur usinage et de leur état ;
— de la pression au contact ;
— du courant qui circule dans le contact (nature, sens s'il est continu et intensité) ;
— du milieu ambiant (humidité, gaz, atmosphère corrosive).

3.1. Précautions générales. — Pour obtenir un bon contact entre deux surfaces, il est nécessaire d'éliminer toute couche superficielle d'oxyde ou de corps étranger (par abrasion, par exemple) et d'empêcher qu'elle puisse se reformer. Dans ce but, les surfaces sont mises à l'abri de l'air au moyen d'un produit neutre et imperméable (comme certaines graisses) qui ne nuit pas au contact. Parfois, après le décapage des surfaces, celles-ci sont recouvertes d'une couche de métal moins sensible aux agents atmosphériques (étamage des conducteurs en cuivre).

Lorsque les pièces sont maintenues en contact par serrage, la pression, tout en étant suffisamment grande, ne doit pas conduire, après échauffement, à dépasser la limite d'élasticité d'un élément de l'assemblage (en général, c'est celle de l'organe de serrage, un boulon souvent, qui est la plus faible). Par ailleurs, si l'assemblage est constitué de métaux de coefficients de dilatation très différents, comme, par exemple, des barres d'aluminium nues serrées au moyen d'un boulon en acier, il est nécessaire d'utiliser des rondelles élastiques en plus d'éventuelles rondelles plates (fig. V-6). L'acier se dilate deux fois moins que l'aluminium

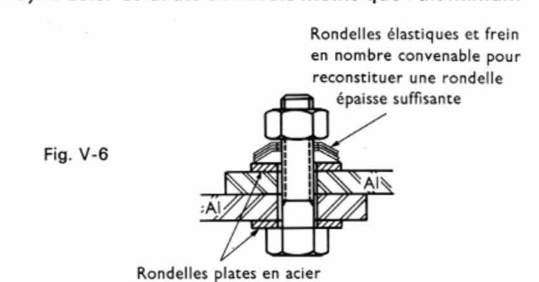
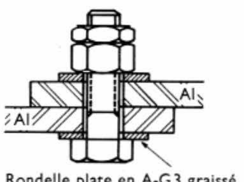


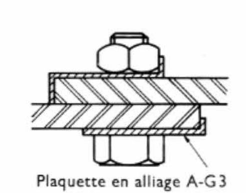
Fig. V-6

et, sans cette précaution, la limite d'élasticité peut être dépassée pour le boulon lors d'un échauffement (dû à l'effet Joule, par exemple). Pour éviter les desserrages par vibrations, l'emploi de contre-écrous et de freins d'écrous est souvent indispensable (fig. V-7).

Fig. V-7



Après blocage de l'écrou principal, il est indispensable de bloquer le contre-écrou en prenant appui sur l'écrou principal



Freinage par plaquette servant d'appui

3.2. Raccordements de métaux de nature différente. — Le raccordement de métaux de même nature (cuivre sur cuivre, aluminium sur aluminium) ou d'un métal et de l'un de ses alliages (cuivre sur alliage de cuivre ou sur surface traitée pour recevoir du cuivre) peut être exécuté en respectant les précautions qui viennent d'être indiquées. Il n'en est pas de même lorsque des métaux de nature différente sont en présence: des couples électrolytiques (V. chap. 2) peuvent alors prendre naissance. Pour éviter leur formation, divers moyens sont mis en œuvre. Par exemple, si des barres d'aluminium doivent être raccordées à l'aide de boulons d'acier, ceux-ci sont cadmiés ou galvanisés et graissés (à l'intérieur, en atmosphère ni humide, ni corrosive, un graissage suffit souvent). Le raccord d'une barre d'aluminium et d'une barre de cuivre peut être protégé par une graisse neutre si l'atmosphère le permet, ou par des vernis ou des peintures anti-acides ou bitumineuses, même en atmosphères chlorées ou sodées. Si le contact n'est pas protégé des intempéries, le contact est réalisé par l'intermédiaire de lames bimétalliques (fig. V-8).

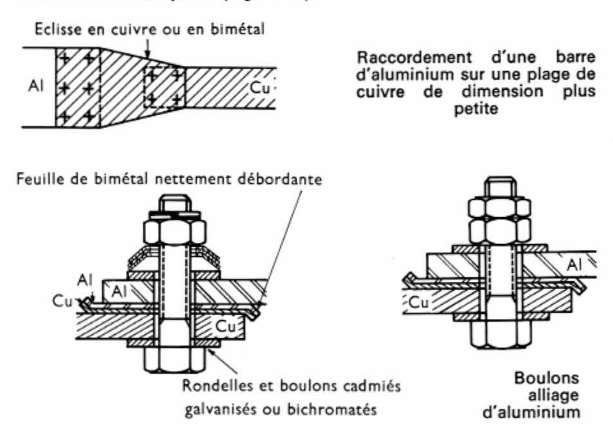
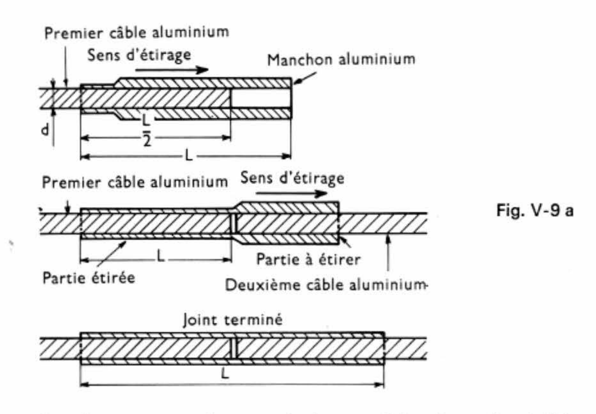


Fig. V-8



Raccordements à l'aide de boulons acier (*Aluminium français*)



Jonction avec manchon appointé pour câbles de section inférieure à $22\ mm^2$

Fig. V-9 a

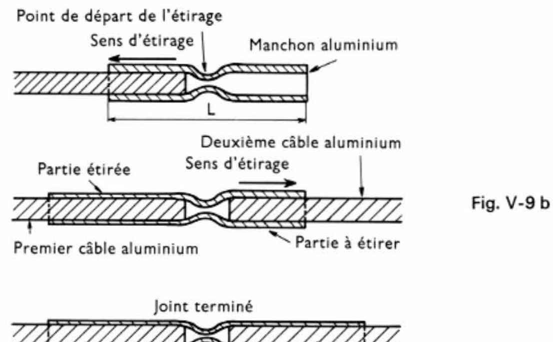


Fig. V-9 b

Jonction avec manchon étranglé pour câbles de grande section

3.3. Raccordements de conducteurs en aluminium de canalisations aériennes. — Les techniques mises en œuvre diffèrent selon que les conducteurs sont tendus ou non. En effet, dans le premier cas, il est possible d'utiliser des dispositifs dans lesquels la pression de contact résulte de la tension mécanique elle-même.

Les *joints pour conducteurs tendus* sont réalisés à l'aide de manchons en aluminium pur (à 99,5 %) ou en alliages d'aluminium convenables; ils peuvent être étirés ou comprimés à l'extrémité de chacun des conducteurs à réunir (fig. V-9 a et b). Leur longueur et la pression mécanique doivent être suffisantes pour assurer une grande résistance mécanique alors que la résistance électrique est faible. La compression ou l'étirage permettent de faire pénétrer le métal du tube entre les brins extérieurs du câble tout en déformant ces brins. Cela provoque la déchirure de la pellicule d'alumine et l'élimination de tout vide entre les conducteurs (fig. V-10) : il n'y a donc pas de risque de

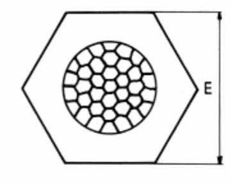
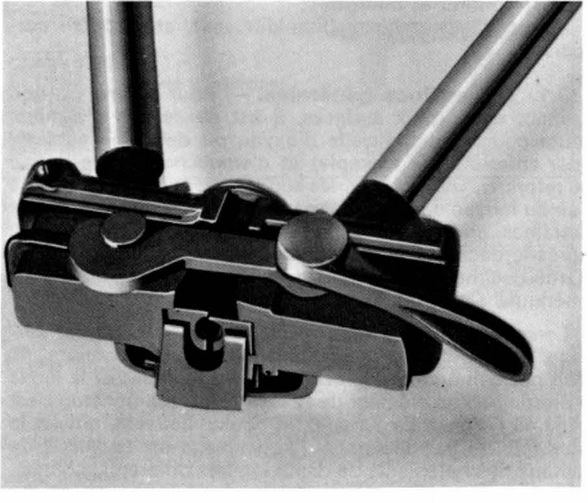


Fig. V-10

Coupe d'un manchon comprimé sur câble almélec



Manchonneuse pour joint à étirer appointé (*Aluminium français*)

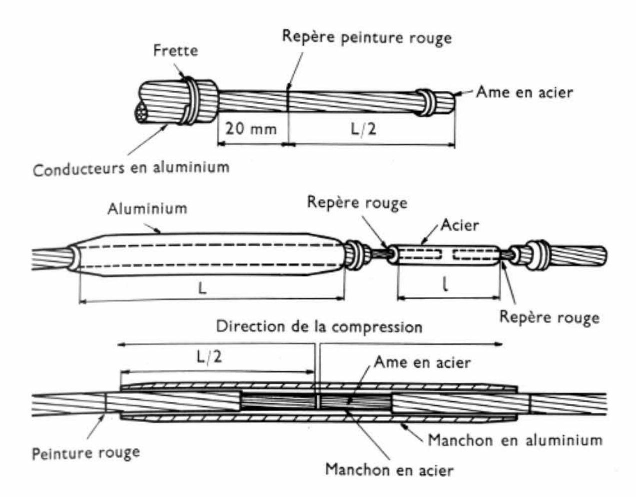


Fig. V-11

a) Préparation du câble. — b) Mise en place d'un manchon en aluminium et sertissage du manchon acier sur l'âme acier. — c) Sertissage du manchon aluminium (*Aluminium français*)

corrosion ou d'oxydation. Dans le cas de câbles mixtes aluminium-acier de grande section (supérieure à 43,1 mm²), il est nécessaire de réunir, d'une part, les âmes en acier et, d'autre part, les couches externes en aluminium (fig. V-11). Des exemples d'applications de ces techniques seront donnés lorsque nous étudierons les lignes aériennes à haute tension (V. chap. X). Des manchons à coincement conique sont aussi utilisés; dans la plupart d'entre eux, le coincement se fait en divisant le câble par des cônes creux (ou carottes) interposés entre les couches de fils.

Dans le cas des *conducteurs non tendus*, il faut utiliser des dispositifs assurant un contact parfait sans l'intervention d'une tension mécanique (ce qui exclut les dispositifs à autoserrage comme les coins ou les cônes). Le contact peut alors être réalisé au moyen de *mâchoires à rainures parallèles* alésées au diamètre extérieur du câble et serrées par des boulons. Pour que la surface de contact soit suffisamment grande, il faut que la longueur de la

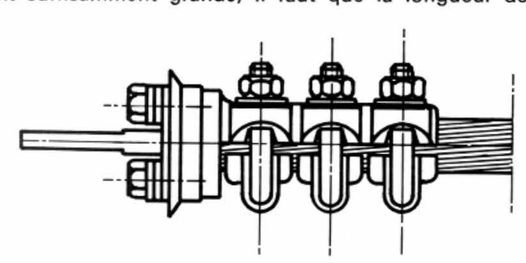
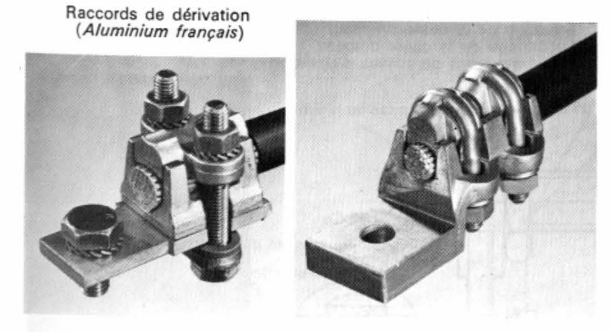


Fig. V-12

Raccords de dérivation (*Aluminium français*)



pièce soit égale à six fois le diamètre du conducteur. Les *raccords de dérivation* (fig. V-12) et les *blocs à étrier* (fig. V-13) peuvent aussi être employés dans le même but.

3.4. Raccordements de conducteurs en aluminium et de conducteurs en cuivre. — Le raccordement direct étant proscrit, des appareils de jonction ont été mis

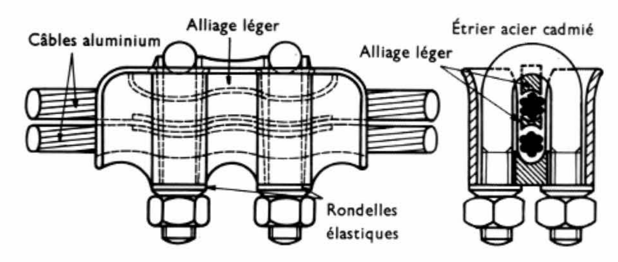


Fig. V-13 — Bloc à étriers

au point. Dans certains, le contact aluminium-cuivre est reporté à l'intérieur de l'appareil et il se trouve ainsi à l'abri de l'humidité (fig. V-14) ; l'étanchéité est assurée par un joint en bimétal aluminium-cuivre, et une vaseline neutre

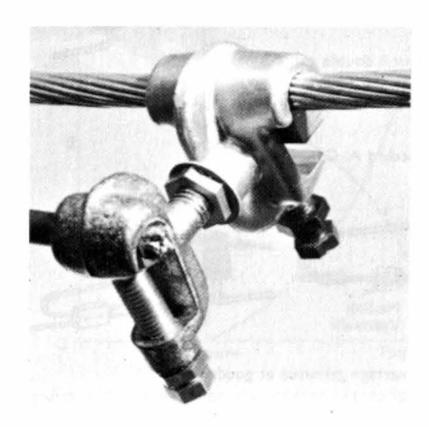


Fig. V-14

Raccord aluminium-cuivre (*Aluminium français*)

permet de la parfaire. D'autres sont formés d'un joint étiré en aluminium: une extrémité d'un manchon d'aluminium est étirée en usine sur un conducteur en cuivre dont la surface a été préalablement isolée par un vernis, sur une longueur de quelques centimètres (au droit de la sortie du manchon). Les opérations à réaliser sur le chantier sont donc, d'une part, une jonction cuivre-cuivre et, d'autre part, l'étirage de l'autre extrémité du manchon sur le conducteur en aluminium.

3.5. Autres raccordements

— *Raccordements par poinçonnage.* — Le raccordement par poinçonnage est utilisé pour placer des cosses à

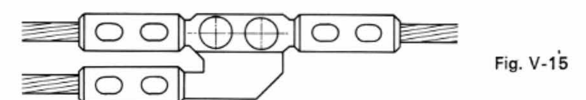
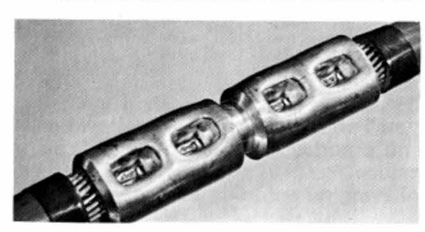
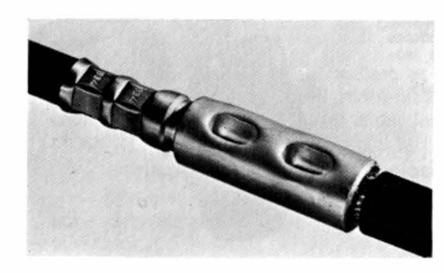


Fig. V-15

Dérivation démontable à 1 ou 2 boulons suivant les sections





Raccordements par poinçonnage (*Aluminium français*)

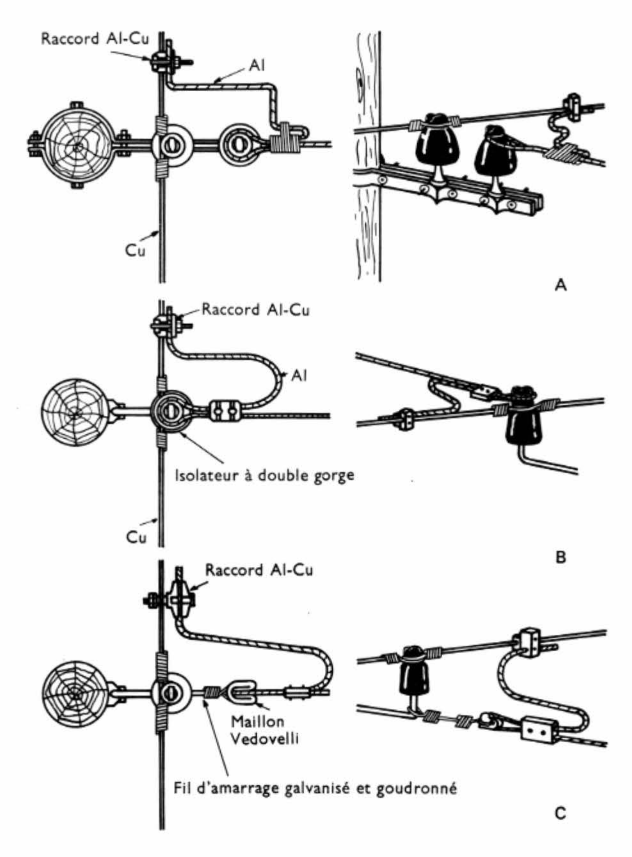
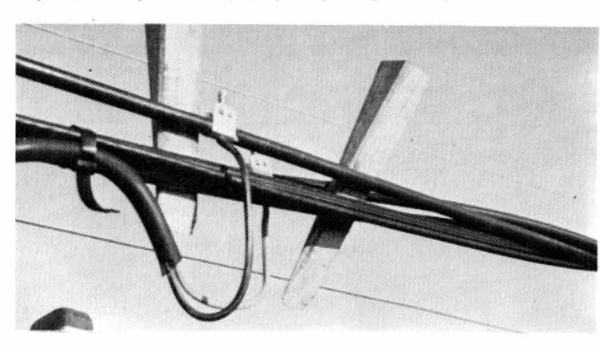
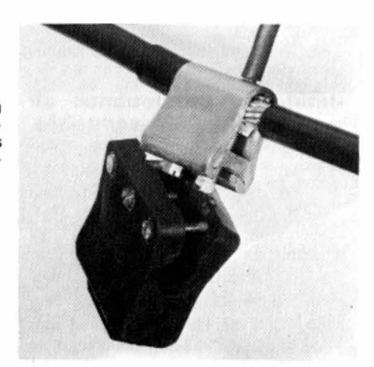


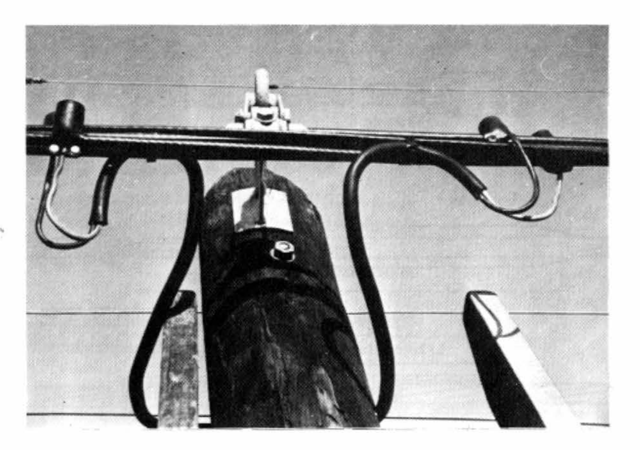
Fig. V-16 — Quelques exemples de branchements aluminium sur ligne en cuivre
A : Emploi de deux isolateurs
B : Emploi d'un isolateur à double gorge
C : Emploi d'un isolateur et d'un maillon Vedovelli
(*Aluminium français*)

l'extrémité de conducteurs souples devant être placés sur des bornes fixes et également pour le raccordement de conducteurs isolés, câblés ou massifs. La pression de serrage est obtenue par déformation d'un raccord métallique au moyen d'un poinçon (V. fig. V-15).





Branchements cuivre ou aluminium sur câbles préassemblés avec raccords spéciaux et goussets isolants
(*Aluminium français*)



Raccordements sur ligne aérienne

— *Raccordements par soudage.* — Le soudage est utilisé pour le cuivre et pour l'aluminium. Ces techniques permettent d'obtenir des liaisons électriques de grande qualité ; la résistance mécanique et la tenue à la corrosion sont toujours excellentes (fig. V-17).

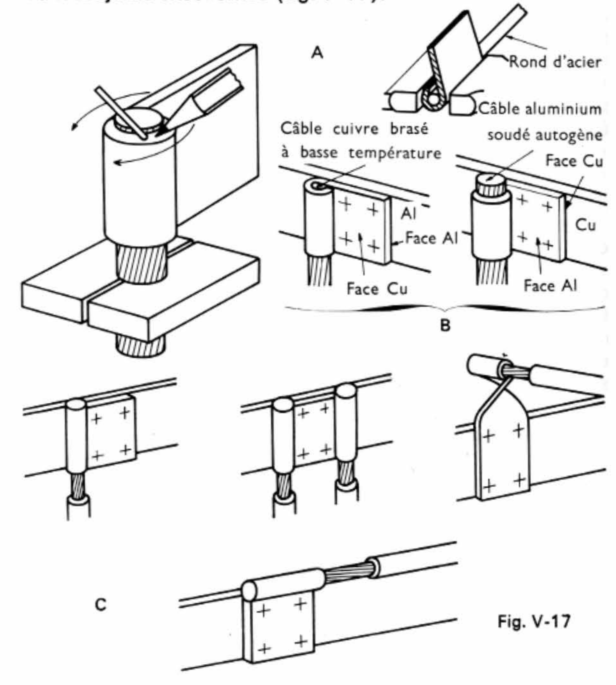
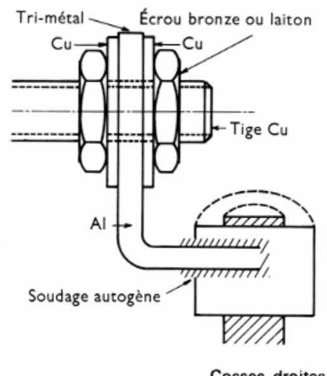
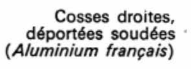
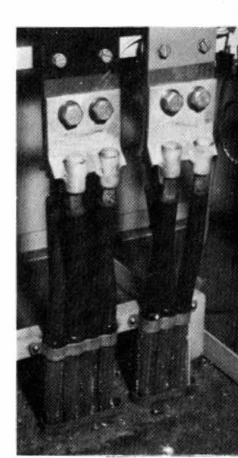


Fig. V-17

A : Soudage de la cosse drapeau
B : Façonnage de la cosse drapeau
C : Différents types de cosses drapeau







Cosses droites, déportées soudées
(*Aluminium français*)

4. FERMETURE ET OUVERTURE D'UN CIRCUIT

L'utilisation de l'énergie électrique oblige à établir et interrompre les circuits selon les besoins. Pour ce faire, on utilise des appareils, appelés appareils de *commande* ou de *coupure*. Selon la nature et l'intensité du courant, selon la tension, selon la nature des circuits récepteurs, cette opération est réalisée avec des appareils plus ou moins importants ou complexes.

4.1. Fermeture d'un circuit. — D'une manière générale, la fermeture d'un circuit est obtenue en amenant un pôle mobile contre un pôle fixe de façon à établir un contact électrique.

À la fermeture d'un circuit, il se produit un choc : les organes de contact sont martelés et cela peut entraîner un déplacement de métal sur les surfaces de contact. Il est nécessaire que l'énergie cinétique de la partie mobile soit absorbée grâce à l'élasticité du dispositif ou à celle des matériaux en présence. Dans de nombreux appareils, à la suite du premier choc, il peut se produire des rebondissements du contact mobile ; ils entraînent des ouvertures et des fermetures du circuit pendant des temps très courts et ils peuvent engendrer des phénomènes transitoires indésirables.

Par ailleurs, au moment de la fermeture, quand le gradient disruptif est atteint, par suite de la diminution de la distance qui sépare le contact fixe et le contact mobile, il peut se produire un arc à la fermeture. Celui-ci peut également s'amorcer pendant les rebondissements.

L'intensité du courant à la fermeture du circuit dépend de la tension appliquée et du circuit alimenté. Pour la plupart des circuits résistants (lampes à incandescence, radiateurs), la résistance à froid est plus faible qu'à chaud et l'intensité du courant peut être très grande pendant un temps court. De même, les moteurs absorbent un courant très intense au moment du démarrage. En revanche, dans un circuit inductif, l'inductance propre du circuit retarde l'établissement du courant.

La fermeture du circuit doit permettre d'atteindre, le plus rapidement possible, le régime de service stable et on essaye d'éliminer au maximum les effets transitoires perturbateurs :

— en réduisant l'inertie des contacts mobiles ;
— en amortissant les effets mécaniques à la fermeture, surtout en fin de course du contact mobile ;
— en recherchant une vitesse optimale de fermeture ;
— en augmentant la force mise en jeu ;
— en rendant le mouvement du contact indépendant des réactions de l'utilisateur ;
— en limitant les effets électrodynamiques qui entraînent une répulsion des contacts.

4.2. Ouverture d'un circuit

4.2.1. Arc de rupture. — À l'ouverture d'un circuit, il y a souvent apparition d'un arc électrique entre les pôles que l'on sépare (fig. V-18). Cela est dû à l'ionisation de l'air ou des gaz (V. t. 1, Électronique, chap. 4) se trouvant dans l'espace compris entre ces pôles. La longueur de l'arc dépend de la tension ; sa section est proportionnelle à l'intensité du courant au moment de l'ouverture. La température peut atteindre plusieurs milliers de degrés Celsius. Cet arc ne peut prendre naissance que si la tension entre les électrodes dépasse un seuil, appelé *tension d'arc*. Il se maintient plus facilement en courant continu. Un faible écartement des électrodes favorise l'établissement de l'arc, de même que le caractère inductif du circuit dont l'ouverture est provoquée (fig. V-19 et V-20).

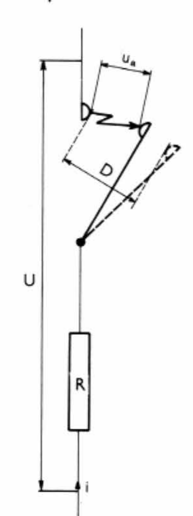


Fig. V-18

Un arc s'établit lorsque le rapport $\frac{u_a}{D}$ est supérieur à la rigidité diélectrique du milieu $u_a = U - R.i$

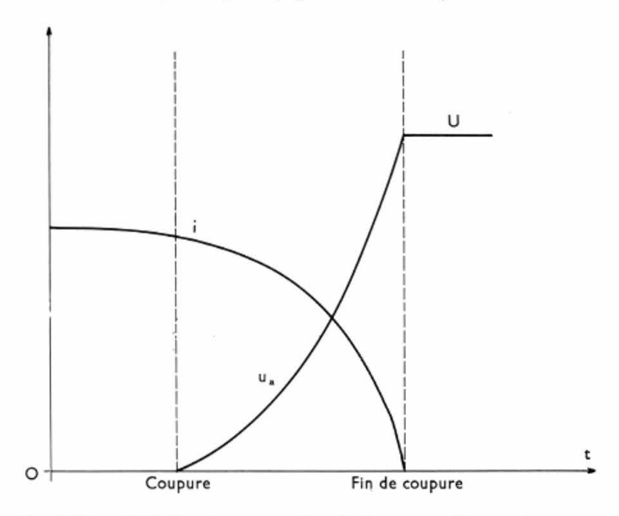


Fig. V-19 — Variation du courant i et de la tension d'arc u_a lors de la coupure d'un circuit résistant alimenté sous une tension continue U

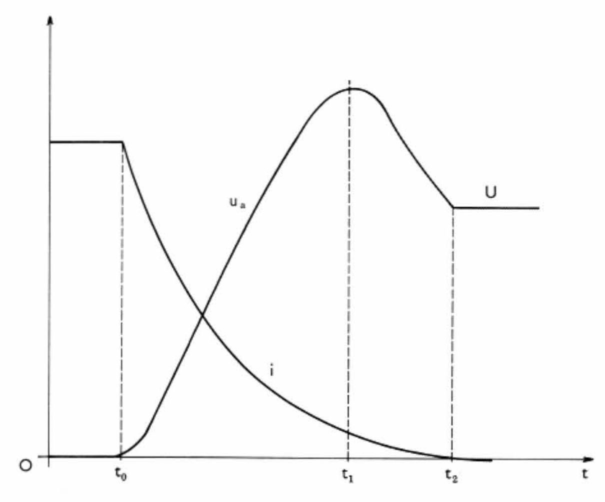


Fig. V-20 — Variation du courant i et de la tension u_a lors de la coupure d'un circuit inductif alimenté sous une tension continue U

Certains matériaux, comme le zinc, le cuivre et ses alliages, ne favorisent pas le maintien de l'arc (ils sont dits « anti-arc »). En revanche, le charbon a un effet opposé, aussi bien en courant continu qu'en courant alternatif. La présence de cet arc constitue un grave inconvénient car :

— les électrodes sont usées par fusion ;

— il n'y a pas coupure du circuit tant que subsiste l'arc ;

— la température élevée de l'arc et des gaz impose des contraintes thermiques aux matériaux en présence (métaux, isolants, etc.) et réduit ainsi leur durée de vie (V. chap. 2) ;

— les risques d'incendie et d'explosion sont augmentés ;

— il y a rayonnement d'ondes électromagnétiques qui sont des parasites pour les récepteurs de radio et de télévision.

4.2.2. Coupures sans formation d'arc. — Elles sont courantes dans la pratique avec les circuits sous faibles tensions ou (et) parcourus par des courants de faibles intensités. Les valeurs des tensions et des courants limites sont données à titre indicatif, car elles sont variables avec la température, l'humidité, la pression et la vitesse d'ouverture du contact.

— **Tableau des tensions limites d'arc (U_a) et des intensités limites des courants d'arc (I) pour un certain nombre de matériaux de contact**

Matériau	U_a	I
Argent	12 V	0,4 A
Argent-or (90-10)	11 V	0,25 A
Argent-or (30-70)	14 V	0,4 A
Argent-palladium (90-10)	11 V	0,3 A
Cuivre	13 V	0,43 A
Or	15 V	0,38 A
Palladium	15 V	0,6 A
Platine	17 V	0,9 A
Praséodyme-iridium (80-20)	20 V	0,74 A
Rhodium	13 V	0,35 A
Tungstène	16 V	1 A

4.2.3. Moyens utilisés pour favoriser l'extinction de l'arc. — Les moyens utilisés pour limiter ou pour éteindre l'arc tendent surtout à diminuer l'un ou l'ensemble des trois facteurs suivants :

— la température des électrodes ;
— l'ionisation des gaz ;
— le gradient de potentiel entre électrodes.

Ainsi, les électrodes sont noyées dans un bain d'huile ou sont exposées à un jet d'air comprimé. La tension entre électrodes est diminuée en insérant une résistance en série dans l'arc ou en parallèle avec l'arc. Une réduction du gradient de potentiel est aussi obtenue en augmentant la longueur de l'arc, c'est-à-dire en écartant les électrodes et en fractionnant l'arc (V. ci-après). Pour diminuer l'ionisation du milieu, le diélectrique compris entre les électrodes est de l'huile (l'arc s'établit dans l'huile qui se vaporise) ou un gaz préalablement comprimé.

Divers moyens sont aussi employés pour lutter contre le maintien de l'arc ou pour limiter ses effets :

— *Emploi de contacts auxiliaires de coupure.* — Les contacts principaux sont ouverts avant les contacts

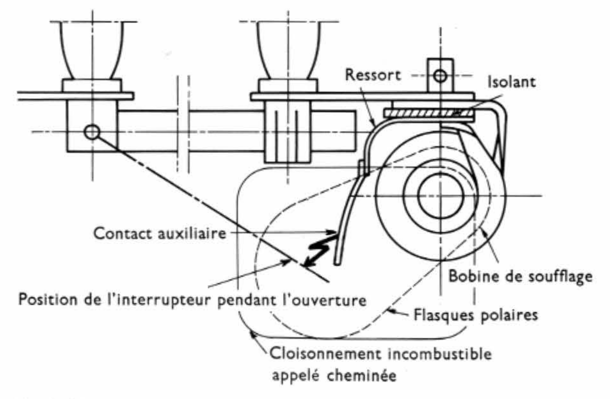


Fig. V-21 — Interrupteur à couteaux avec contact auxiliaire et bobine de soufflage

auxiliaires de coupure et ceux-ci sont solidaires d'un système de soufflage (fig. V-21 et hors-texte) ou sont prévus pour être remplacés facilement après usure (fig. V-22 a et b).

— *Insertion d'une résistance*, en série dans l'arc, au moment de la coupure.

— *Soufflage pneumatique de l'arc* avec un jet d'air comprimé.

— *Soufflage autopneumatique de l'arc.* — L'organe mobile de l'appareil de coupure possède un piston générateur d'air comprimé (V. chap. 6).

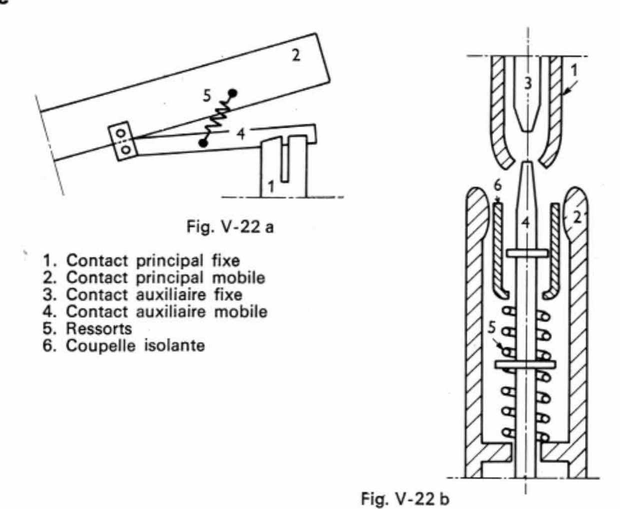


Fig. V-22 a

1. Contact principal fixe
2. Contact principal mobile
3. Contact auxiliaire fixe
4. Contact auxiliaire mobile
5. Ressorts
6. Coupelle isolante

Fig. V-22 b

— *Soufflage naturel* par un choix judicieux de la forme des contacts principaux ou auxiliaires (cornes), de la nature des surfaces en présence (zinc ou surfaces zinguées) et en utilisant le phénomène de convection dû à l'ascension de l'air chaud (fig. V-23).

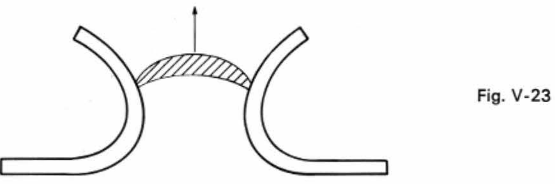


Fig. V-23

Avec les contacts en forme de cornes, l'air chaud entraîne l'arc vers le haut

— *Soufflage magnétique de l'arc* (fig. V-24 et hors-texte). — Au moment de l'ouverture du circuit, il y a simultanément établissement d'un arc entre les électrodes et production d'un champ magnétique dans la même zone grâce à une bobine dite de soufflage. Les forces qui s'exercent sur les ions et sur les électrons (V. t. 1, Électronique,

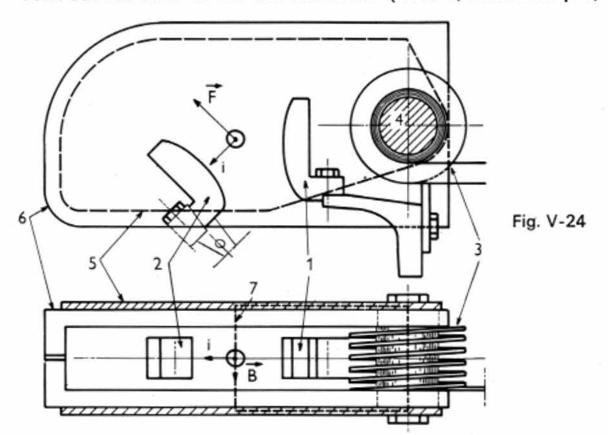


Fig. V-24

Les particules (électrons et ions) constituant le courant i, passant dans le champ d'induction $\vec{B}$, sont soumises à des forces $\vec{F}$ et elles sont entraînées vers l'extrémité supérieure des contacts (la force $\vec{F}$ représente la force de Laplace qui s'exerce sur le conducteur correspondant à l'arc ; V. t. 1, Électricité, chap. 24)

1. Contact fixe. — 2. Contact mobile. — 3. Bobine de soufflage. — 4. Noyau de la bobine de soufflage. — 5. Joues magnétiques. — 6. Cloison réfractaire, incombustible dite « cheminée ou chambre » de soufflage. — 7. Ligne d'induction magnétique

chap. 2) constituant l'arc, sont des forces « ascensionnelles » quel que soit le sens du courant (le sens du champ est lié au sens du courant). Le gaz ionisé, c'est-à-dire l'arc, est déplacé vers le haut dans une chambre de soufflage où il s'éteint lorsque son parcours devient trop long.

— *Augmentation de la vitesse de coupure* à l'aide d'un puissant ressort.

4.2.4. Travail mis en jeu pendant la coupure. — Pendant toute la durée de la coupure, une certaine énergie est consommée dans l'arc entre les pôles de l'appareil de coupure; cette énergie caractérise le travail de rupture. Si nous désignons par t_0 et t_1 les instants d'amorçage et d'extinction de l'arc, par u la tension aux bornes de l'arc et par i l'intensité du courant dans celui-ci, le travail de rupture W est égal à :

$$W = \int_{t_0}^{t_1} u\, i\, dt$$

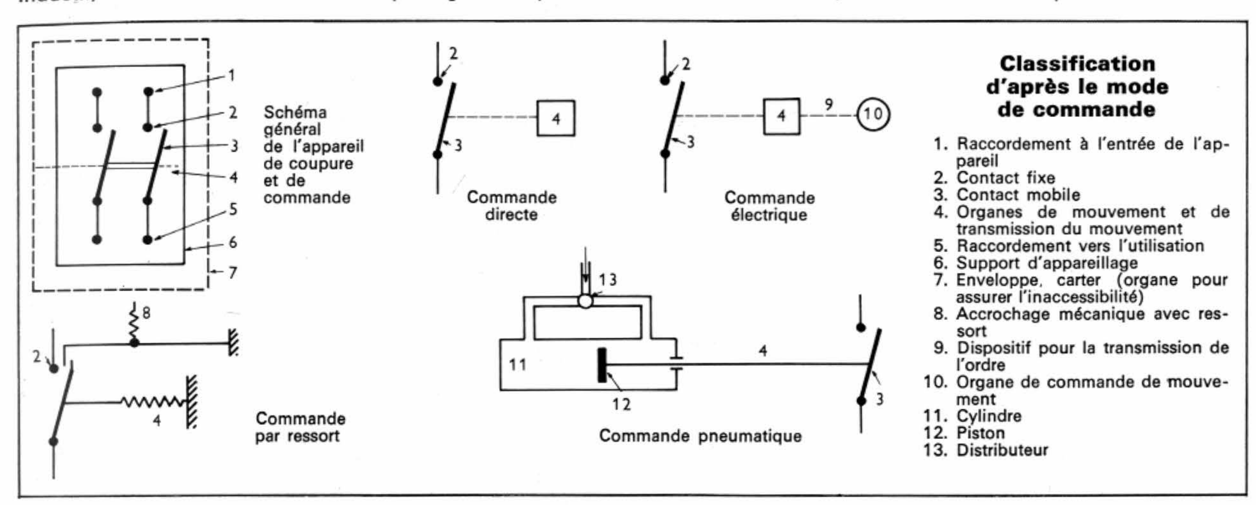
C'est la transformation de cette énergie qui explique l'échauffement, l'érosion des contacts (notamment la volatilisation du métal) et les efforts mécaniques. Pour réduire W, il faut diminuer le temps de rupture $(t_1 - t_0)$, mais il n'est pas possible de le rendre inférieur à une limite du fait, d'une part, des performances mécaniques des appareils et, d'autre part, des dangers de surtension (dans un circuit inductif, la surtension est d'autant plus grande que la rupture se fait en un temps plus court). Il est aussi possible de limiter la valeur de ce travail W :

— *en diminuant la tension d'arc u :* on s'efforce d'obtenir un arc court ou fractionné, à trajet rectiligne et de résistance faible ; c'est le procédé utilisé dans les *appareils à huile ou à air comprimé ;*

— *en augmentant la tension d'arc pour que le courant i soit faible :* l'arc est très long, de grande résistance et le travail de rupture est comparable à celui d'un appareil à faible tension d'arc; c'est le procédé utilisé dans les appareils à coupure sèche (contacteurs électromagnétiques).

5. APPAREILS DE COUPURE OU DE COMMANDE

5.1. Classifications. — Les appareils de coupure ou de commande peuvent être classés en tenant compte soit de leur mode de commande, soit de la fonction pour laquelle ils ont été choisis, soit de leur mode de protection.



Classification d'après la fonction à remplir

Connexions réalisables	Désignation de l'appareil qui se prête à chaque fonction	Fonction
	Interrupteur unipolaire	Établir et interrompre un circuit
	Interrupteur bipolaire	
	Interrupteur tripolaire	
	Interrupteur avec neutre coupé	
	Commutateur à deux directions avec arrêt	Établir ou interrompre séparément deux circuits différents à partir d'un seul endroit
	Commutateur à deux directions séparées et marche en parallèle	Établir ou interrompre d'un seul endroit, ensemble ou séparément, deux circuits différents
	Commutateur à deux directions sans arrêt	Établir ou interrompre un circuit à partir de deux endroits différents

Classification d'après la fonction à remplir *(suite)*

Connexions réalisables	Désignation de l'appareil qui se prête à chaque fonction	Fonction
	Commutateur bipolaire à deux directions	Établir ou interrompre deux circuits à partir de deux endroits différents
M 3~ Y Δ	Commutateur étoile-triangle	Établir ou interrompre les circuits des enroulements d'un moteur pour le démarrage et l'arrêt
	Permutateur (commutateur-inverseur) associé avec deux commutateurs à deux directions	Établir ou interrompre un circuit à partir d'un nombre quelconque d'endroits
R1 R2	Commutateur à deux directions et marche série-parallèle	Établir ou interrompre trois combinaisons série-parallèle de deux circuits (ensemble ou séparément)
R1 R2	Commutateur à trois directions et marche série-parallèle	Établir ou interrompre trois combinaisons série-parallèle de deux circuits (ensemble ou séparément)

Classification d'après le mode de protection

Mode de protection	Désignation de l'appareil
Les pièces sous tension sont accessibles au toucher en service	Non protégé ou ouvert
Les pièces sous tension sont soustraites au contact involontaire des personnes à l'aide d'une enveloppe	Protégé
L'appareil est enfermé dans un boîtier qui rend impossible l'introduction de corps étrangers tant que celui-ci est en place	Fermé
Appareil fermé par une boîte de grande robustesse mécanique	Blindé ou cuirassé
Ne comporte aucun dispositif de protection contre les intempéries et ne peut être utilisé qu'à l'intérieur des bâtiments	Intérieur
Protégé efficacement contre la pluie et les intempéries	Extérieur
Ne comporte aucun dispositif permettant d'éviter les effets de l'humidité	Pour locaux secs
Des dispositions spéciales sont prises contre les effets de l'humidité	Pour locaux humides
Le dispositif de protection met les éléments intérieurs à l'abri des gouttes d'eau tombant verticalement	Protégé contre les chutes d'eau verticales

Mode de protection	Désignation de l'appareil
L'enveloppe de protection, sans être étanche, est disposée de telle sorte que l'eau projetée à la lance ne puisse pas atteindre les éléments intérieurs, ni s'accumuler dans l'enveloppe	Protégé contre les jets d'eau
L'enveloppe de protection est étanche à l'eau projetée à la lance dans n'importe quelle direction et sous n'importe quel angle	Étanche à la lance
L'enveloppe résiste à toute entrée d'eau lorsque l'appareil est immergé à une profondeur déterminée	Étanche à l'immersion
L'enveloppe de protection s'oppose à une entrée de poussière en quantité suffisante pour nuire au fonctionnement ou à l'isolation	Étanche aux poussières
La protection est conçue de façon à empêcher toute entrée de vapeur ou de gaz	Étanche aux vapeurs et aux gaz
L'enveloppe de protection permet le fonctionnement dans une atmosphère inflammable. Une explosion à l'intérieur ne peut ni briser, ni détériorer l'enveloppe, ni communiquer le feu à l'atmosphère environnante	Antidéflagrant
La protection est telle qu'elle permet l'utilisation de l'appareil à l'intérieur des mines grisouteuses	Pour atmosphère grisouteuse

5.2. Caractéristiques de l'appareillage. — Pour tout appareil, on distingue le fonctionnement normal et le fonctionnement occasionnel.

Le fonctionnement normal correspond au fonctionnement de l'appareil dans les conditions qui se présentent habituellement dans l'application en vue de laquelle l'appareil a été choisi. Le fonctionnement occasionnel correspond au fonctionnement de l'appareil dans des conditions non habituelles mais susceptibles de se présenter lors de son utilisation.

Dans la mesure où elles existent, les caractérisiques d'un appareil de coupure ou de commande doivent être énoncées de la façon suivante :

— *Type d'appareil* (interrupteur, disjoncteur, etc.).

— *Nature du milieu dans lequel se fait la coupure* lorsque ce n'est pas l'atmosphère naturelle.

— *Caractéristiques du circuit principal* (nombre de pôles pour les interrupteurs et les sectionneurs, nombre de pôles et de directions pour les commutateurs) ; le nombre de pôles, de positions et de directions et la mention avec ou sans point commun peuvent suffire pour la spécification d'un commutateur de schéma homogène sur toutes les voies de passage. Dans les autres cas, un schéma est nécessaire pour caractériser l'appareil.

— *Nature et fréquence nominale du courant du circuit principal :* beaucoup d'appareils sont conçus pour fonctionner en courant continu et en courant alternatif de fréquence industrielle. Le constructeur doit indiquer visiblement sur l'appareil la nature du courant et, éventuellement, le nombre de phases et la fréquence nominale.

— *Tension nominale du circuit principal :* elle détermine l'isolement et les conditions de fonctionnement. Elle doit être indiquée par la plus grande des tensions entre phases en triphasé.

— *Tension de rétablissement transitoire d'un circuit coupé :* c'est la tension qui apparaît entre les contacts d'un pôle d'un appareil de coupure (ou de commande) immédiatement après l'extinction de l'arc.

— *Courant nominal thermique :* c'est le courant qui sert de base aux conditions d'échauffement du circuit principal et que l'appareil est capable de supporter quand l'équilibre thermique est atteint. Les contacts principaux restent fermés pendant toute la durée de l'essai. Ce courant peut être différent suivant que l'appareil possède ou non une enveloppe.

Valeurs normalisées : 6, 8, 10, 12, 16, 20, 25, 32, 63, 80, 100, 125, 160 A, . . ., 1600 A, etc.

— *Courant nominal d'emploi :* c'est le courant correspondant aux conditions d'utilisation, aux essais d'endurance, de pouvoir de coupure et de pouvoir de fermeture dans les conditions normales et occasionnelles.

— *Courant nominal de courte durée :* il correspond à la plus grande valeur de courant que cet appareil, préalablement fermé, peut supporter pendant une seconde sans détérioration, ni soudure des contacts.

— *Service nominal :* c'est le service habituel. On distingue :

● *Le service ininterrompu :* les contacts principaux de l'appareil demeurent fermés sans interruption et sont parcourus par un courant constant.

● *Le service de* 8 *heures :* pendant une durée qui ne dépasse pas 8 heures, les contacts principaux de l'appareil demeurent fermés sans interruption et sont parcourus par un courant constant. La période d'application du courant est terminée par une ouverture de l'appareil.

● *Le service à surcharge :* les contacts principaux de l'appareil demeurent fermés et sont parcourus par le courant nominal thermique pendant une durée suffisante pour que l'équilibre thermique soit atteint, suivie, sans interruption, d'une ou de plusieurs surcharges de durées et de valeurs spécifiées.

● *Le service temporaire et le service intermittent :* ils concernent certains appareils (commutateurs, combinateurs, interrupteurs) affectés à un récepteur ou à un ensemble de récepteurs (moteurs, résistances, condensateurs, circuits d'éclairage) ; ils sont alors utilisés dans des conditions déterminées qui ne sont pas considérées dans les services définis précédemment.

— *Classe d'usage :* elle caractérise à la fois l'endurance mécanique et l'endurance électrique. Le choix simultané d'une classe d'usage et d'une catégorie d'emploi définit un emploi-type pour l'appareil considéré.

L'*endurance mécanique* d'un appareil s'exprime par le nombre de cycles de manœuvres sans courant qu'il peut subir sans révision.

L'*endurance électrique* d'un appareil est caractérisée par le nombre de cycles de manœuvres en charge que l'appareil permet de réaliser avant remplacement des pièces de contact et éventuellement des pièces intéressées par les arcs, pour le service et les pouvoirs de fermeture et de coupure nominaux en fonctionnement normal.

Ce nombre dépend de la catégorie d'emploi, du courant d'emploi et de la tension à laquelle l'appareil est soumis en service ; il dépend du type de construction. Sa valeur doit être comprise entre les fractions 1/10 et 10/10 du nombre fixé pour l'endurance mécanique ; elle est indiquée par le constructeur.

Les appareils sont répartis en neuf classes d'endurance mécanique à chacune desquelles correspondent plusieurs classes d'endurance électrique.

— *Catégorie d'emploi :* basées sur quelques emplois types, les catégories d'emploi considérées comme normales donnent les pouvoirs de fermeture et de coupure en fonctionnement normal et en fonctionnement occasionnel.

— *Pouvoir de fermeture :* il s'exprime par la valeur de l'intensité du courant qu'un appareil peut établir, sans détérioration nuisible ni manifestations excessives, un nombre de fois déterminé dans des conditions spécifiées.

— *Pouvoir de coupure :* il représente la valeur de l'intensité du courant qu'un appareil peut interrompre, dans les mêmes conditions que ci-dessus. En fonctionnement normal et en fonctionnement occasionnel (court-circuit), le pouvoir de coupure est la plus grande valeur du courant circulant dans le circuit immédiatement avant la séparation des contacts. Cependant, pour le matériel industriel, notamment en M.T. et en H.T., il est exprimé en voltampères (ou mégavoltampères) et il représente alors la valeur du produit du pouvoir de coupure exprimé en ampères et de la tension de rétablissement.

— *Mode de commande :* une manœuvre manuelle peut assurer directement le déplacement des contacts, ou bien l'énergie correspondante peut être accumulée dans un dispositif approprié en vue d'un déplacement des contacts (fermeture indépendante, ouverture par dispositifs de rappel). Certains appareils peuvent être commandés autrement que manuellement : soit par un mobile (interrupteurs de fin de course à condition qu'ils soient insérés dans des circuits principaux), soit électriquement, soit par fluide. La relation entre le mouvement de l'organe de commande et celui des organes de contact conduit à distinguer :

● la *commande dépendante*, si le mouvement de l'organe de contact dépend de la vitesse et de la course de l'organe de commande ;

● la *commande indépendante*, si le mouvement de l'organe de contact s'effectue entièrement et à une vitesse convenable, quelle que soit la vitesse communiquée à l'organe de commande.

Selon le point où s'applique l'action, on distingue aussi :

● la *commande directe ;*
● la *commande à distance.*

— *Circuits de commande et auxiliaires :* constitués par l'ensemble des pièces conductrices destinées à être insérées dans un circuit autre que le circuit principal, ils sont généralement utilisés pour les besoins de signalisation et de verrouillage. Les contacts de ces circuits sont appelés *contacts auxiliaires*.

Pour les interrupteurs et sectionneurs, il y a lieu de distinguer notamment :

● Les contacts auxiliaires à ouverture qui sont ouverts lorsque les contacts principaux de l'appareil sont fermés.

- Les contacts auxiliaires à fermeture qui sont fermés lorsque les contacts principaux de l'appareil sont fermés.
- Les contacts auxiliaires à fermeture et à ouverture, dits « bascules », avec ou sans point commun et avec ou sans chevauchement des contacts pendant le changement d'état.

Les caractéristiques de ces circuits sont précisées au moyen des spécifications suivantes :

- Nombre et nature des contacts auxiliaires.
- Nombre de bobines et rôle de chacune d'elles.
- Nature du courant et, éventuellement, fréquence.
- Tension nominale.
- Intensité nominale du courant.
- Consommation pour les bobines.
- Éventuellement, pouvoirs de fermeture et de coupure des contacts auxiliaires.

— *Degrés de protection :* les caractéristiques relatives au contact des personnes avec les pièces sous tension, à la pénétration de corps solides étrangers, à la pénétration de liquides et, éventuellement, à la résistance aux chocs de l'enveloppe sont précisées par le constructeur.

— *Conditions particulières aux appareils assurant une fonction de séparation :* les sectionneurs, les interrupteurs-sectionneurs d'accompagnement, les commutateurs-sectionneurs devant assurer, par leur fonction de séparation, la sécurité des travailleurs dans des conditions imposées (décret du 14 novembre 1962 et norme NF C 15-100) doivent avoir, en outre, les caractéristiques suivantes :

— Possibilité d'assurer un service ininterrompu.

— Dans la position correspondant à la séparation des circuits, les lignes de fuite et distances d'isolement minimales prévues dans les règles communes aux matériels électriques, doivent être réalisées entre contacts fixes et contacts mobiles.

— La séparation doit être omnipolaire et être réalisée simultanément sur tous les pôles.

Pour les appareils dont la tension d'emploi excède 430 V en courant alternatif ou 600 V en courant continu, la coupure doit être parfaitement visible.

CHAPITRE VI

PETIT APPAREILLAGE ET APPAREILLAGE POUR INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

PETIT APPAREILLAGE

Nous regrouperons sous ce titre tous les appareils utilisés dans les habitations et sur les circuits industriels de faibles puissances. Les valeurs nominales des tensions et courants (alternatifs ou continus) sont sensiblement les suivantes :

— *Tensions :* 12, 24, 48, 110/115/125, 220, 250, 380, 500 volts.

— *Courants :* 6, 10, 16, 25, 32 ampères.

Le petit appareillage est très varié et nous nous contenterons de quelques principes généraux pour préciser la conception, le fonctionnement et la constitution des appareils les plus utilisés.

Les matières plastiques s'emploient presque systématiquement pour les boîtes, les supports, les manettes, les leviers et même pour des organes mécaniques. Le cuivre et ses alliages sont utilisés pour les contacts et raccordements ; les divers ressorts sont en acier.

1. APPAREILS DE CONNEXIONS DÉNUÉS DE POUVOIR DE COUPURE

Ils comprennent essentiellement les dispositifs de raccordement entre conducteurs, c'est-à-dire :

— les bornes (blocs de jonction, serre-fils, dominos) ;

— les boîtes de jonctions et de dérivations (raccordements), les distributeurs (« grilles ») ;

— les douilles de lampes (V. t. 2, Éclairage, chap. 3) ;

— les prises de courant ;

— les connecteurs.

Les bornes et les boîtes de dérivations sont utilisées dans les installations et quelques exemples seront présentés ultérieurement (V. chap. 7).

1.1. Douilles de lampes. — Elles permettent le raccordement des conducteurs à la source d'éclairage (fig. VI-1 a et b). Elles comprennent un système de fixation de la lampe (baïonnette ou vis) et des contacts entre conducteurs et source de lumière (plots sur plots à pression par vissage, plots sur organe élastique ou piston). Leurs spécifications essentielles sont :

— le diamètre du culot de la lampe qu'elles peuvent recevoir ;

— la puissance et la tension acceptables ;

— les dimensions et les caractéristiques du raccord taraudé ;

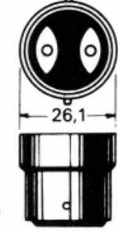
— les protections par rapport aux agents extérieurs (ordinaires, blindées, étanches, etc.) ;

— leur emploi (pour lampes à incandescence, à fluorescence, pour illumination, pour arbres de Noël, pour véhicules automobiles, etc.).

Douilles à baïonnette			Douilles à vis		
Désignation	Diamètre du culot	Puissance et courant maximaux	Désignation	Diamètre du culot	Puissance et courant maximaux
B 15 (culot réduit) B 22 (douille norm.)	15 mm 22 mm	100 W - 1 A 200 W - 1 A	E 14 (culot réduit) E 27 (culot Edison) E 40 (culot Goliath)	14 mm 27 mm 40 mm	200 W - 1 A 400 W - 2 A 3 000 W - 15 A



Principaux culots vissé



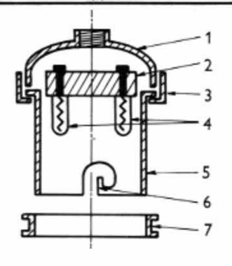


Fig. VI-1 a

1. Fond. — 2. Pastille. Partie intérieure en matière isolante portant les pièces conductrices. — 3. Bague. — 4. Organes de contact (pistons à ressort). — 5. Chemise. — 6. Encoches destinées à recevoir les ergots du culot de lampe. 7. Contre-bague formant écrou destinée à fixer une griffe ou un abat-jour

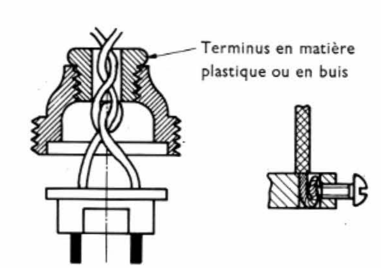
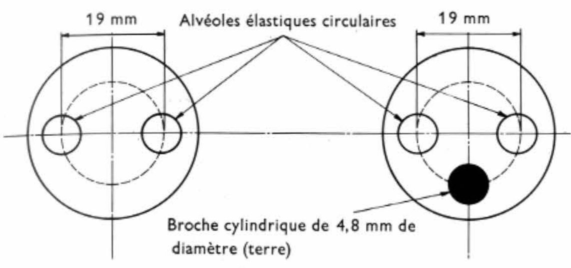


Fig. VI-1 b

Montage d'une douille à baïonnette raccordée avec du fil souple torsadé

1.2. Prises de courant. — Les prises de courant ont des formes très variées et nous décrirons un modèle couramment utilisé (fig. VI-2).



Socles de prises bipolaires de courant nominal 10 A

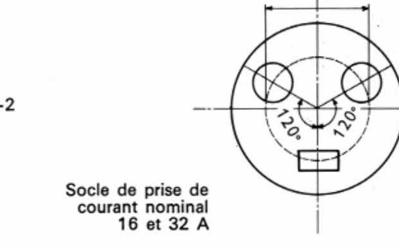


Fig. VI-2

Socle de prise de courant nominal 16 et 32 A

La boîte ou boîtier d'encastrement ou carter est en matière plastique, en fonte ou en alliage léger. La partie femelle active (corps, socle ou semelle) comporte les contacts femelles (douilles ou alvéoles) munis de raccordements aux conducteurs actifs et au conducteur de protection (mise à la terre). L'ensemble se trouve sur un socle en matière isolante, éventuellement hydrofuge, ignifuge, réfractaire, etc. Le couvercle ou plaque de recouvrement est en matière plastique ou en fonte.

Le bouchon avec les contacts mâles (fig. VI-3) comprend :

— les contacts mâles (broches) munis de raccordements ;

— le socle isolant ;

— l'enveloppe protectrice qui sert aussi pour le guidage et le positionnement.

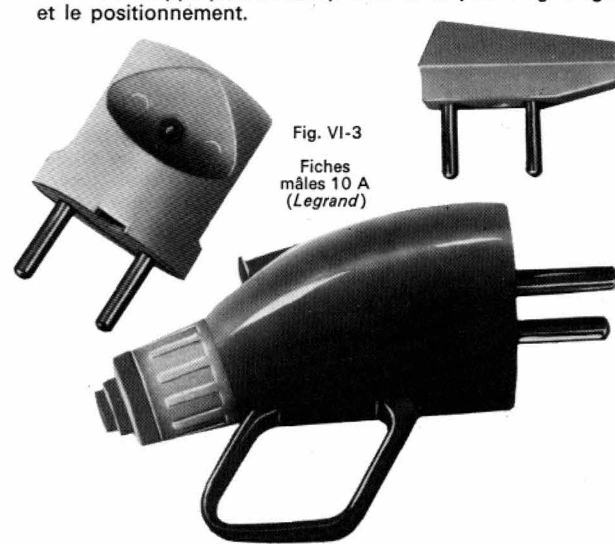
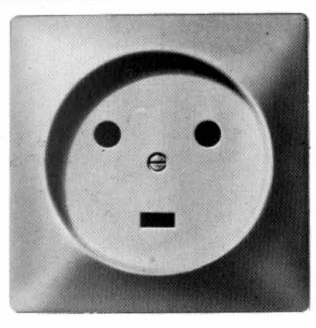


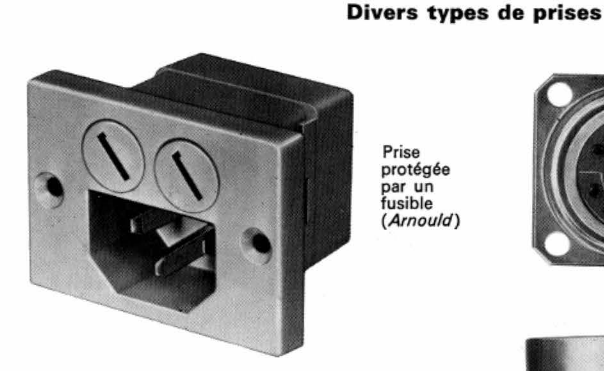
Fig. VI-3

Fiches mâles 10 A (*Legrand*)

Divers types de prises

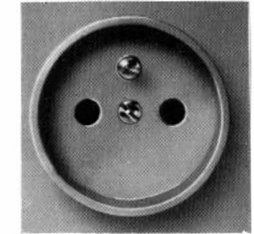


Prise 20 A avec mise à la terre (*Legrand*)



Prise protégée par un fusible (*Arnould*)





Socle de prise de courant « confort » bipolaire avec mise à la terre (*Legrand*)

Prise étanche 20 A (*Legrand*)



Fiche de prise industrielle (*Martin Lunel*)



Connecteur rond pour applications d'électronique et d'électrotechnique industrielles (*SOCAPEX*)

2. APPAREILS DE COMMANDE AVEC FAIBLE POUVOIR DE COUPURE

2.1. Interrupteurs. — Les interrupteurs pour courants d'intensités faibles (sensiblement jusqu'à 10 A) sont surtout utilisés sur les circuits d'éclairage (fig. VI-4).

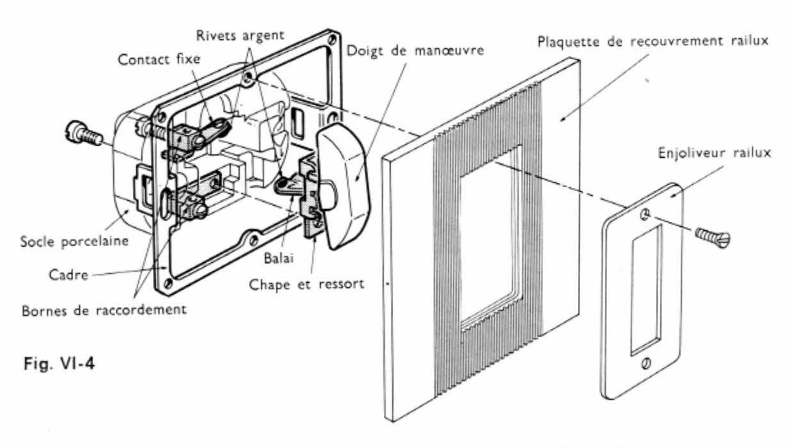


Fig. VI-4

Schéma perspective d'un interrupteur 10 A avec plaque et enjoliveur (*Legrand*)



Combiné bipolaire 32 A-380 V avec cartouches fusibles de protection (*C.G.E.*)





Interrupteurs (*Arnould*)

Interrupteur de fil souple (*Legrand*)

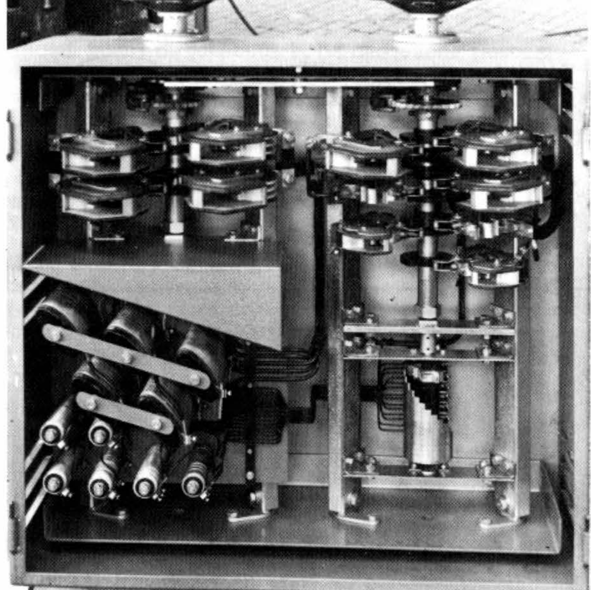
2.2. Commutateurs (fig. VI-5). Ces appareils sont rotatifs ou linéaires (plus rares) ou à bascule (pour les courants faibles).



Fig. VI-5

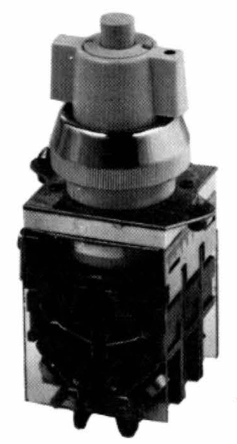
Commutateur rotatif du type « tourner-pousser » avec manette lumineuse (*Arnould*)

Combinateur Bouton tournant à deux directions et poussoir central indépendant 6 A-380 V (*Baco*)



Deux combinateurs à cames condamnés mécaniquement entre eux (à droite) et un combinateur à tambour (en haut à gauche) avec ses résistances (en bas, à droite)
Utilisation : combinateur à cames inverseur 160 A pour commande dans les deux sens de rotation d'un moteur à excitation en dérivation (*Brandt et Fils*)

Fig. VI-6



Combinateur à commande par levier vertical ; deux mouvements ; courant nominal thermique 10 A (*La Télémécanique électrique*)

2.3. Combinateurs (fig. VI-6). — Employés en commutation pour courants forts (traction, ponts roulants, etc.) ; ils sont de plus en plus remplacés par des contacteurs.

2.4. Sectionneurs (fig. VI-7). — Ces appareils sont presque dénués de pouvoir de coupure ; ils servent particulièrement lors de vérification ou de réparation, pour séparer une installation du réseau. Ils sont rares dans les habi-

tations bien qu'ils soient très pratiques pour réaliser une coupure générale (d'une chaufferie, par exemple) dans un immeuble ou une maison individuelle.

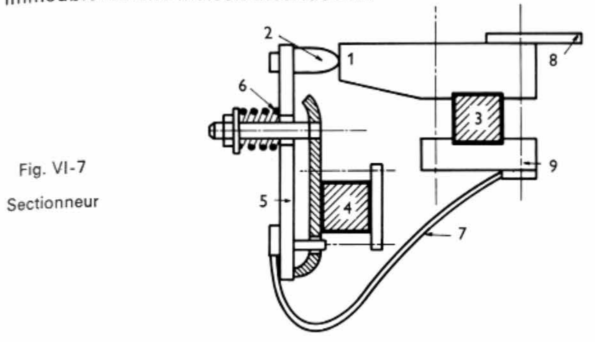


Fig. VI-7

Sectionneur

1. Contact fixe. — 2. Contact mobile. — 3. Barreau fixe. — 4. Barreau mobile en rotation. — 5. Bras du contact mobile. — 6. Ressort de pression au contact. — 7. Tresse (connexion souple) de raccordement du contact mobile à la borne de sortie. — 8. Borne d'entrée. — 9. Borne de sortie

2.5. Appareils de protection: les coupe-circuit à fusibles (fig. VI-8). — La protection par fil fusible est obtenue en introduisant dans le circuit un conducteur calibré qui fond en cas de court-circuit (V. t. 1, Électricité, chap. 2). Ce principe est toujours mis en œuvre pour se protéger contre les surcharges dans les installations de faible importance. Il est peu recommandé pour la protection des petits moteurs triphasés. En effet, en cas de marche avec deux phases seulement ou pour des surcharges accidentelles, légères mais prolongées, le bobinage du stator du moteur peut être détruit sans qu'intervienne la coupure espérée. Il y a plus grave: en cas de surcharge, un seul des trois fusibles peut fondre (s'ils sont mal calibrés) et cela peut accélérer le processus de destruction de deux des trois bobinages du stator.

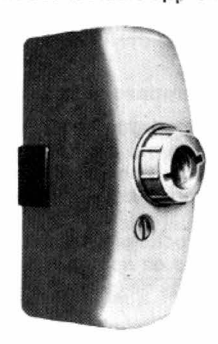


Coupe-circuit sectionnable tétrapolaire avec cloisons de séparation et poignée (*Legrand*)

Le temps nécessaire à la fusion dépend notamment de la nature du fil (alliage plomb-étain ou aluminium souvent), de ses caractéristiques (de son diamètre), des conditions d'échauffement et de refroidissement, de l'intensité du courant, des variations du courant en fonction du temps. Cela explique pourquoi l'intensité du courant de fusion ainsi que le temps de fusion sont des facteurs approximatifs.

Fig. VI-8

Coupe-circuit à fusibles	Appellation	Type
	Coupe-circuit aérien « violon » pour branchement des abonnés sur le réseau B.T.	Porcelaine émaillée
Couvercle, Base, Mâchoires	Coupe-circuit « tabatière »; périmé, il subsiste sur les installations anciennes	Porcelaine bakélite
Bouchon cartouche, Alvéole	Coupe-circuit classique dit « Gardy » rechargeable ou calibré fermé. Appelé aussi coupe-circuit à broches	Porcelaine bakélite
Cartouche	Le coupe-circuit classique à vis « Edison »	Porcelaine



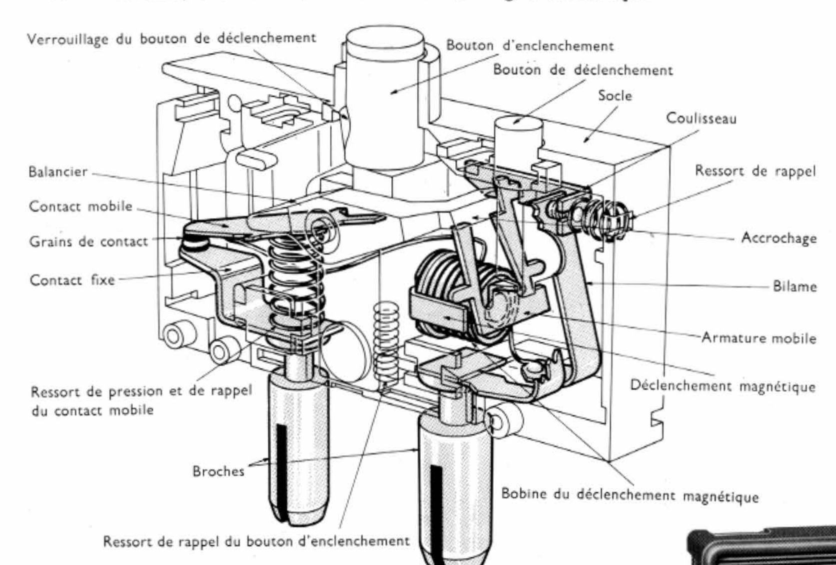
Coupe-circuit à cartouche en puits (*Legrand*)



Coupe-circuit à broches (*Legrand*)



Adaptateur pour cartouche à broches (*Legrand*)



Minidisjoncteur automatique (*Legrand*)

Fig. VI-9

Coupe-circuit automatique magnétothermique (*Legrand*)

2.6. Appareils de commande (coupure) et de protection: les disjoncteurs (fig. VI-9). — Pour protéger les installations de faible importance contre les surcharges et les courts-circuits, on utilise de plus en plus de petits disjoncteurs. Leur principe de fonctionnement est le même que celui des disjoncteurs utilisés dans les installations industrielles dont l'étude est faite ci-après. Certains possèdent des broches qui permettent de les adapter sur des embases (socles) de coupe-circuit. La conception et la réalisation des installations se trouvent ainsi beaucoup facilitées.

2.7. Petits appareils à commande électrique

2.7.1. Télérupteur. — C'est un interrupteur à commande électrique qui a deux positions de repos. Il permet la télécommande d'un ou plusieurs circuits. Une première impulsion, obtenue en appuyant sur un bouton poussoir, ou en approchant la main d'un dispositif convenable, provoque l'accrochage d'un mécanisme. Une deuxième impulsion, obtenue en appuyant sur le même bouton, provoque le décrochage de ce même mécanisme.

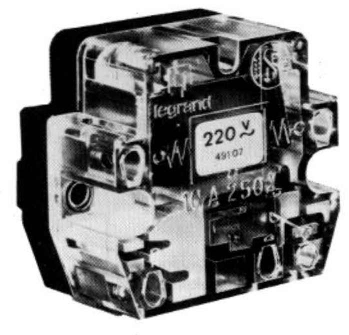


Fig. VI-10

Télérupteur (*Legrand*)

Les télérupteurs sont presque toujours à action électromagnétique et les contacts entraînés par l'équipage mobile sont, soit des contacts secs, soit des contacts à mercure (fig. VI-10).

2.7.2. Minuterie. — C'est un interrupteur à commande électrique qui permet la commande à distance d'un ou plusieurs circuits par action momentanée sur un bouton-poussoir. L'impulsion de commande, obtenue en appuyant sur le bouton-poussoir, par exemple, provoque la fermeture du circuit principal dont l'ouverture est automatique après un temps déterminé et réglable.

Différents types peuvent être distingués. Certains sont à enclenchement électromagnétique et à déclenchement mécanique ou thermique (fig. VI-11). D'autres sont à enclenchement et déclenchement thermiques. Des circuits électroniques peuvent être aussi utilisés pour obtenir le même résultat (V. t. 2, Relais).

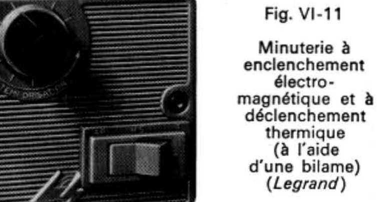


Fig. VI-11

Minuterie à enclenchement électro-magnétique et à déclenchement thermique (à l'aide d'une bilame) (*Legrand*)

2.7.3. Gâche électrique (fig. VI-12). — C'est un système mécanique à commande électrique qui libère le pêne dormant d'une serrure. Il permet d'ouvrir à distance une porte par appui sur un bouton-poussoir. La gâche électrique est généralement associée à un dispositif d'appel par sonnerie. Quand le demandeur peut se trouver dans les conditions correspondant aux locaux mouillés (extérieur des habitations), la commande doit être obligatoirement réalisée en T.B.T.

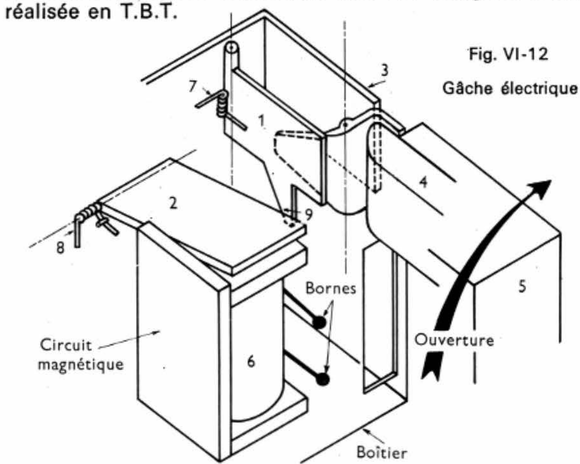


Fig. VI-12

Gâche électrique

Porte fermée : le pivot mobile (1), maintenu par la palette (2), bloque la butée (3). Le pène (4) de la serrure (5) exerce une poussée $\vec{F}$ sur la butée (3). Cette poussée est engendrée par un ressort à lame situé sur le montant de porte (c'est la porte qui transmet cette poussée au pène)
Ouverture : en appuyant sur un « bouton-poussoir » on alimente la bobine (6) et la palette (2) est attirée. Le pivot mobile (1) est libéré et tourne autour de son axe sous l'action de la force $\vec{F}$ transmise par la butée (3) : la porte est libérée et on peut l'ouvrir
Remise au repos : lorsque la porte est ouverte, le pivot mobile (1) reprend sa place sous l'action du ressort (7) et la butée reprend sa position d'origine. Quand la bobine (6) n'est plus alimentée, la palette (2) revient grâce au ressort (8) et le système est de nouveau bloqué par l'intermédiaire de l'ergot (9). Le pène reprendra sa place normalement à la fermeture manuelle de la porte

2.8. Petits appareils d'établissement et d'interruption du courant utilisés sur les circuits de télécommandes et d'automatismes. — Les *minirupteurs, microrupteurs, switch, miniswitch, microswitch, micro-*

commutateurs, sont de petites « bascules » (un point commun, un contact fermé au repos, un contact ouvert au repos) de faible encombrement. Une très faible pression suffit à les faire changer d'état. Les progrès réalisés dans le domaine de l'élaboration des matériaux et la précision de la fabrication ont permis de leur conférer un certain pouvoir de coupure malgré leur faible volume (exemple : 1 A sous 250 V, 10 A sous quelques volts). Ils peuvent être rendus « multipolaires » par empilage et adaptation des organes mécaniques de commande.

En ce qui concerne les protections, on trouve couramment des modèles protégés ordinaires ou blindés ou étanches à presse-étoupe.

Leurs utilisations sont très diverses. Un microrupteur peut être commandé par une porte, par un tiroir, etc. Des microrupteurs blindés et étanches sont utilisés comme contacts de commande ou de fin de course sur des machines-outils automatisées.

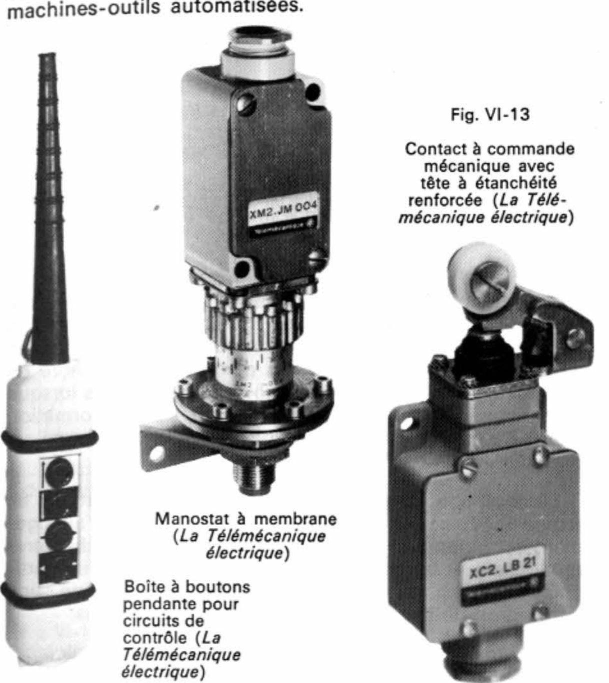


Fig. VI-13

Contact à commande mécanique avec tête à étanchéité renforcée (*La Télémécanique électrique*)

Manostat à membrane (*La Télémécanique électrique*)

Boîte à boutons pendante pour circuits de contrôle (*La Télémécanique électrique*)

Les manipulateurs sont des commutateurs qui permettent plusieurs commutations différentes avec un seul levier ; les commandes s'obtiennent par déplacement du levier dans plusieurs directions du même plan (fig. VI-5). Différents systèmes à contacts sont aussi utilisés en télécommande : le passage d'un mobile ou la présence d'un dispositif en un point déterminé peut provoquer leur changement d'état. D'autres dispositifs mettent en œuvre des manostats ou pressostats. Le contrôle d'un niveau peut être réalisé au moyen d'un *interrupteur à flotteur*. Des détecteurs de proximité sont également employés.

APPAREILLAGE D'INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

En ce qui concerne les installations industrielles, il y a surtout à considérer :

— L'appareillage B.T. (tension nominale inférieure à 1 000 V), mettant en jeu des intensités nominales souvent importantes sur les canalisations ou feeders principaux.

— L'appareillage M.T. (15, 20, 30 kV) avec des intensités de service relativement faibles, sauf pour les industries de très grande importance.

3. SECTIONNEURS

Ils sont toujours d'utilisation courante en M.T., soit pour assurer des commutations sur les circuits d'arrivée, soit pour servir de « coupure visible » en cas d'intervention dans les postes M.T. Ils sont de moins en moins utilisés sur les tableaux B.T. car, sur les circuits d'une certaine importance, les disjoncteurs et interrupteurs sont du type

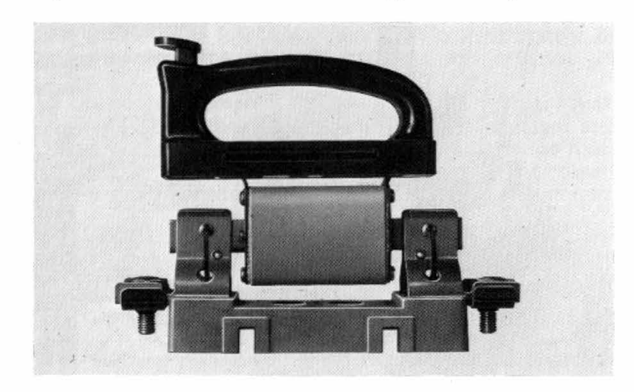


Fig. VI-14 — Cartouche à couteaux avec socle et poignée (*Legrand*)

« embrochable » et ils comportent leur propre dispositif de sectionnement. Sur les circuits B.T. de moindre importance, le sectionnement peut être obtenu directement en enlevant les coupe-circuit. De plus en plus, les circuits divisionnaires sont équipés de sectionneurs munis de cartouches à haut pouvoir de coupure.

3.1. Constitution des sectionneurs B.T. — En général, un sectionneur B.T. comporte un contact fixe de la forme « mâchoire » et un contact mobile de la forme « couteau » sollicité par une poignée de manœuvre (fig. VI-14).

Quand ils ont à supporter des courants de service importants, on utilise un ou plusieurs couteaux pour chaque pôle et des mâchoires à pression par ressort. Une autre solution consiste à employer un contact mobile formé de deux lames parallèles s'enclenchant sur un contact fixe qui a la forme d'un couteau (fig. VI-15). La pression est

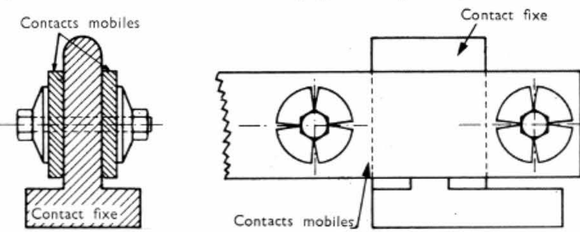
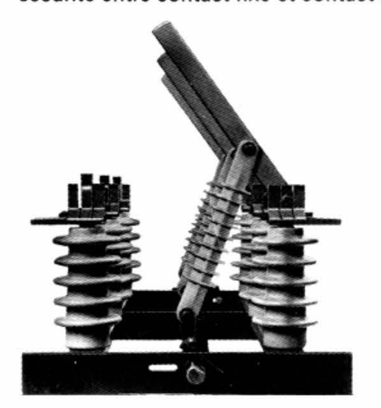


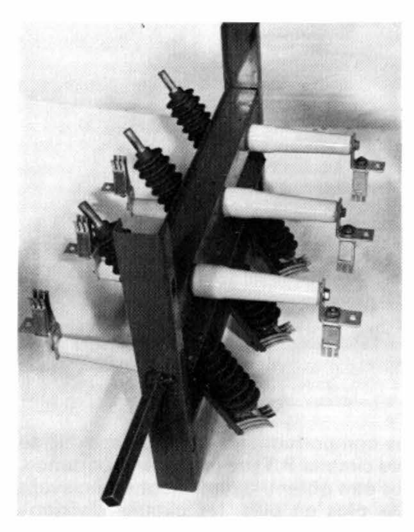
Fig. VI-15 — Sectionneur mâchoire rigide et couteau double

obtenue par l'élasticité du contact mobile. Ce dispositif présente l'avantage d'être autocompensé en ce qui concerne l'effort électrodynamique (V. chap. 2) : en effet, les deux lames du contact mobile sont parallèles et cela a pour effet d'augmenter la pression au contact quand le courant croît. Les dispositions ci-dessus permettent d'éviter l'échauffement des pièces de contact du sectionneur.

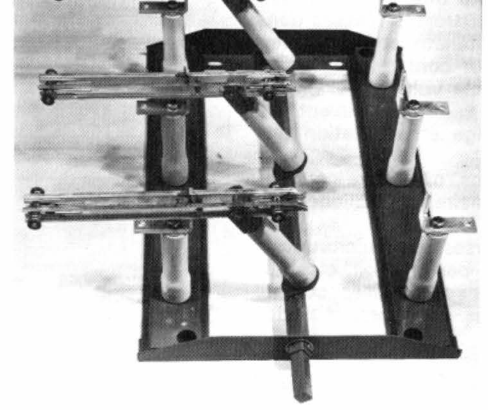
3.2. Constitution des sectionneurs M.T. — Compte tenu de la fonction qu'ils assument essentiellement (appareil de coupure visible pour isoler les ouvriers d'entretien par rapport au réseau), quand le sectionneur est en circuit ouvert, on recherche surtout une distance d'isolement de sécurité entre contact fixe et contact mobile.



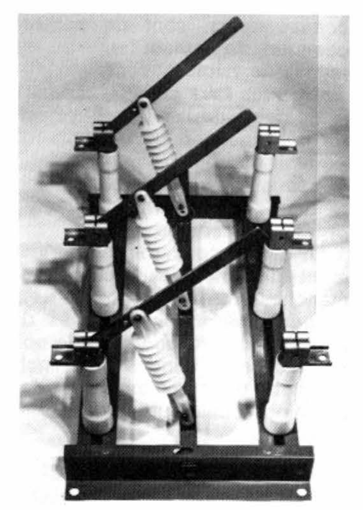
Sectionneur M.T. (*Merlin-Gérin*)



Sectionneur M.T. rotatif à double coupure (*Delle-Alsthom*)



Sectionneur M.T. à couteaux coulissants (*Delle-Alsthom*)



Sectionneur M.T. à couteaux tournants (*Delle-Alsthom*)

Étant donné l'encombrement du sectionneur classique en position d'ouverture, on a été amené à construire des sectionneurs « coulissants », des sectionneurs « rotatifs » et des sectionneurs « dépliants ».

4. INTERRUPTEURS

Leur pouvoir de coupure est suffisant pour qu'il soit possible de couper un circuit parcouru par le courant nominal.

4.1. Interrupteurs en B.T. — L'interrupteur à couteaux nus sur barreau est toléré dans les locaux de service électrique fermant à clé. Dans les autres locaux, seule la poignée ou volant de manœuvre doit être à portée de l'usager. Les interrupteurs sont alors protégés, blindés ou étanches selon le cas.

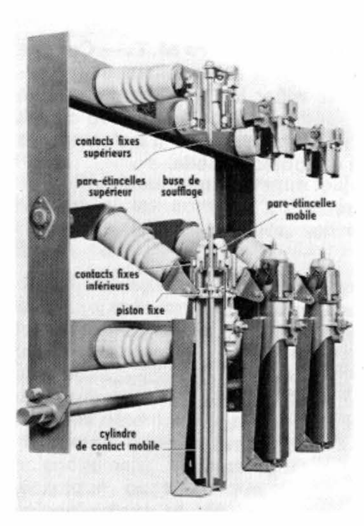
Les interrupteurs modernes peuvent être à manœuvre par came, à contacts par pinces compensées, etc.

4.2. Interrupteurs en M.T. — Pour des tensions plus importantes, on est amené à accélérer le rétablissement de la rigidité diélectrique du milieu dans lequel se développe l'arc. Dans certains interrupteurs, l'arc est soufflé par un jet d'air comprimé engendré par un mécanisme pendant l'ouverture du circuit. Par exemple, le mouvement d'un cylindre (portant un contact mobile), par rapport à un piston fixe, crée un soufflage axial sur l'arc qui s'amorce entre les contacts. Le déplacement des trois cylindres est commandé par un puissant ressort dont le déverrouillage est contrôlé par un mécanisme à dépassement de point mort.

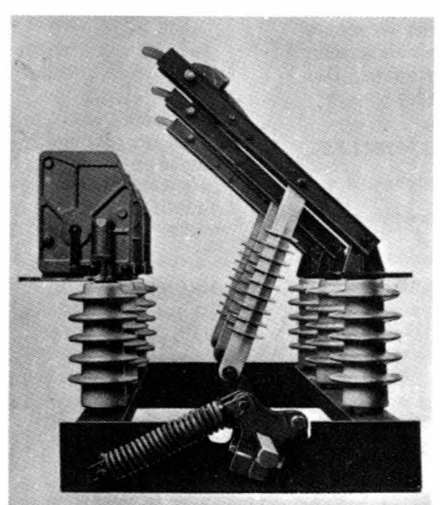
L'extinction de l'arc peut être aussi obtenue en combinant l'allongement du parcours et le refroidissement de l'arc dans une chambre constituée de matériaux gazogènes L'arc, qui prend naissance entre des contacts mobiles auxiliaires, est laminé entre les parois de la chambre de soufflage. Il s'allonge sous l'action des gaz formés lorsque l'arc lèche les matériaux de la chambre. La transformation étant endothermique, il se produit en même temps un refroidissement de l'arc.

Le soufflage magnétique de l'arc est également mis en œuvre dans certains interrupteurs (V. hors-texte). L'allongement est obtenu en faisant passer l'arc dans des chambres réfractaires. À la force ascensionnelle appliquée aux particules du fait du soufflage magnétique s'ajoute une convection de l'air chaud qui accélère le processus.

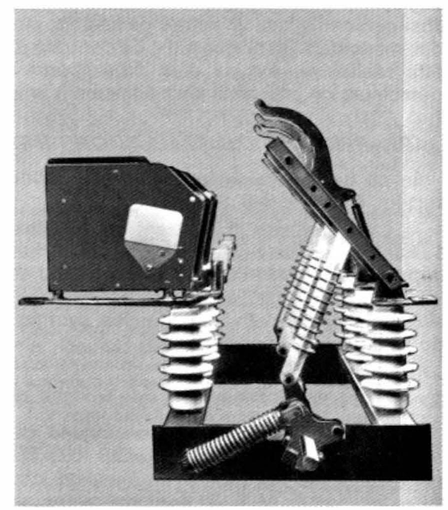
Des *interrupteurs à cornes sont utilisés dans des équipements extérieurs*. Ils sont placés à la partie supérieure des poteaux ou pylônes supportant la ligne ; la commande de l'appareil s'effectue depuis le pied du poteau à l'aide de chaînes ou de tringles. L'arc, qui s'amorce à la rupture entre les contacts principaux, tend à s'élever le long des cornes (l'air chaud monte par convection), à s'allonger puis à s'éteindre.



Interrupteur M.T. « Ruptair RA » (*Delle-Alsthom*)



Interrupteur M.T. avec chambres gazogène (*Merlin-Gérin*)



Interrupteur M.T. avec chambres à soufflage électromagnétique (*Merlin-Gérin*)

5. CONTACTEURS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Les contacteurs sont des interrupteurs commandés à distance par boutons-poussoirs, par relais ou par automates. Ils offrent l'avantage de permettre la réalisation d'installations automatiques.

Quand un contacteur est muni de relais qui permettent son ouverture dans des conditions prédéterminées, il porte le nom de *discontacteur*. Il est alors assimilable à un disjoncteur sauf en ce qui concerne la possibilité de supporter des courants de court-circuit importants (la coupure du circuit ne peut se faire sans détériorations notables).

5.1. Constitution et fonctionnement d'un contacteur. — Un contacteur électromagnétique simple comprend généralement un électroaimant devant lequel se trouve une palette mobile solidaire d'un certain nombre de contacts. Lorsque cet organe moteur est alimenté, la palette est attirée et les contacts mobiles viennent s'appuyer contre les contacts fixes ; ainsi, il est possible de fermer un ou plusieurs circuits électriques. Pour amortir les chocs au collage et pour faciliter le positionnement des surfaces rectifiées (au centième de millimètre), les constructeurs ont mis au point un montage dit « flottant » avec ressorts ; cela explique que l'armature mobile soit dite flottante. L'électroaimant est conçu pour fonctionner, soit en courant continu, soit en courant alternatif. Rappelons que la force

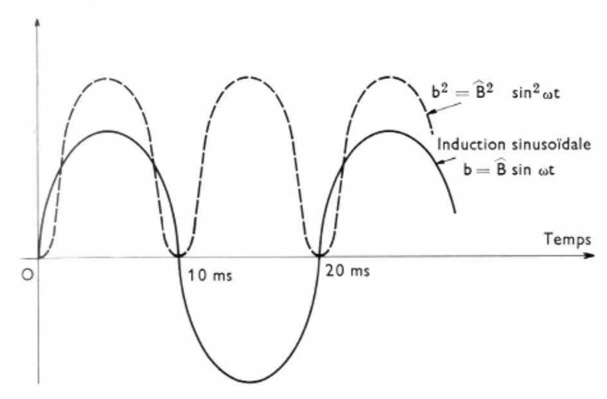


Fig. VI-16 — La courbe en pointillés représente les variations du carré de l'induction en fonction du temps et donc, également, de l'intensité de la force d'attraction de l'électroaimant

d'attraction d'un électroaimant est proportionnelle au carré de l'induction ; si celle-ci est sinusoïdale et de fréquence 50 Hz, le carré de cette grandeur est périodique et de fréquence 100 Hz (fig. VI-16) : l'intensité de la force d'attraction s'annule donc cent fois par seconde si aucune précaution n'est prise. Un soufflage magnétique de l'arc est réalisé dans les contacteurs utilisés pour couper des circuits parcourus par des courants très intenses (V. chap. 5 et hors-texte).

Les contacts peuvent être des pastilles en argent-nickel rapportées. L'argent joue le rôle de bon conducteur et de métal anti-arc ; le nickel procure une bonne tenue mécanique aux chocs. Les contacteurs prévus pour des courants ayant des intensités importantes sont équipés de contacts

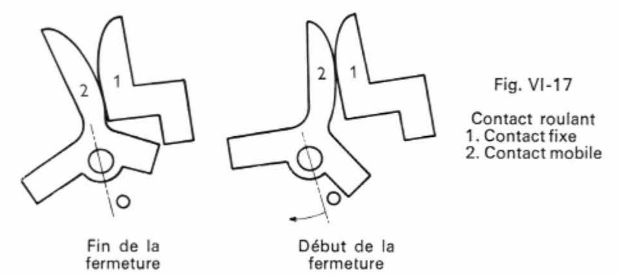


Fig. VI-17

Contact roulant
1. Contact fixe
2. Contact mobile

massifs en cuivre (ou en alliage) et le contact mobile « roule à la fermeture » pour éviter son soudage en cas d'enclenchement lors d'une surintensité (fig. VI-17).

Une ou plusieurs articulations et un ressort sont utilisés pour obtenir un positionnement convenable des contacts mobiles et une pression suffisante sur les contacts fixes. Des tresses (connexions souples) assurent les liaisons entre contacts mobiles et bornes de sortie (fig. VI-18). L'ensemble des éléments est monté sur un châssis *isolé* par rapport aux pièces sous tension.

L'électroaimant comporte un circuit magnétique feuilleté (limitation des pertes par courants de Foucault) en acier doux au silicium lorsqu'il doit être alimenté en courant alternatif (limitation des pertes par hystérésis magnétique). L'intensité du courant dans la bobine est évidemment plus grande lorsque l'entrefer est important que lorsque la partie mobile ferme le circuit magnétique (le coefficient d'auto-induction de la bobine et donc son impédance sont alors fortement augmentés). Cette particularité présente un double intérêt :

— l'intensité du courant de commande (courant dit de *collage*) est grande et l'attraction de la partie mobile est facilitée ;

— l'intensité du courant en fonctionnement normal ou courant *de maintien* est plus faible (mais suffisante pour assurer un bon fonctionnement) et il n'y a pas de pertes inutiles d'énergie.

Dans de nombreux contacteurs, le circuit magnétique a la forme d'un *E*. Une bague de déphasage, en général en cuivre (spire de Frager ; V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8), embrasse à peu près les deux tiers de la section de la culasse du circuit magnétique, à proximité de la surface de collage. Elle est assimilable à un secondaire de transformateur

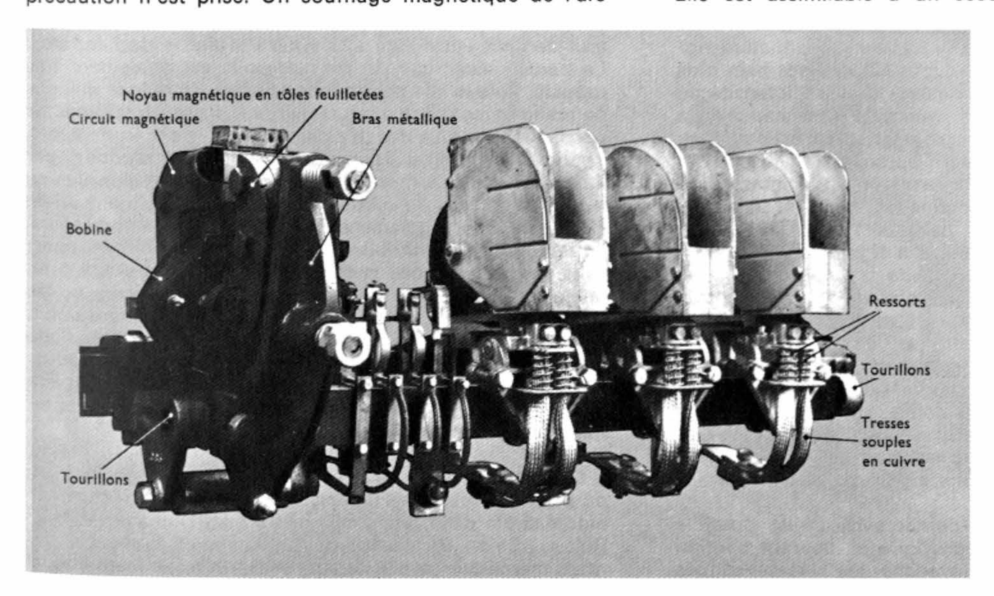


Fig. VI-18

Contacteur tripolaire pour courants alternatifs 850 A (*La Télémécanique électrique*)

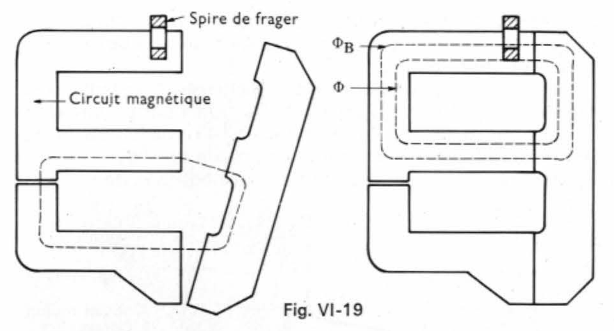


Fig. VI-19

Circuit ouvert: la réluctance du circuit magnétique est grande et l'impédance de la bobine est faible
Circuit fermé: la réluctance est faible (entrefer réduit au minimum) et l'impédance de la bobine est grande

en court-circuit (fig. VI-19). Elle est parcourue par un courant induit engendrant un flux de sens opposé à celui qui provoque l'induction de ce courant. La résistance de la spire est choisie de façon que le flux résultant Φ_B (flux dans la portion de circuit magnétique en aval de la spire, en suivant les lignes d'induction) soit approximativement déphasé de 90° par rapport au flux principal Φ. Ainsi, une force d'attraction due au flux Φ_B s'exerce sur la palette au moment où la force d'attraction due au flux principal est

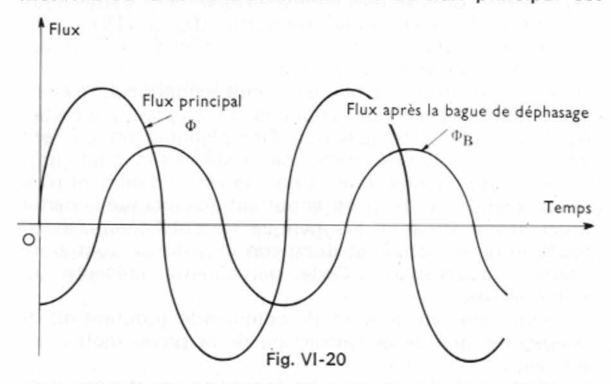


Fig. VI-20

nulle (fig. VI-20). Il en résulte une diminution des échauffements et bruits dus à la vibration à la fréquence de 100 Hz.

Lorsque le contacteur est prévu pour fonctionner en courant continu, le circuit magnétique est massif (pas de courants de Foucault). Il est nécessaire d'adjoindre une *pastille d'entrefer* en métal amagnétique (laiton, aluminium) pour faciliter le décollage; sans cette précaution, le magnétisme rémanent de l'acier peut suffire pour assurer le maintien du contact en position de fermeture (cela explique le nom de pastille ou rondelle antirémanente donné à cet élément). De plus, si un courant assez intense est indispensable pour obtenir l'attraction de l'armature mobile de l'électroaimant, en revanche un courant bien plus faible suffit pour le fonctionnement normal. L'intensité du courant continu dépendant seulement de la résistance de la bobine et non du fait que le circuit magnétique est ouvert ou fermé (il n'y a pas de limitation automatique du courant comme en alternatif), après la fermeture du contacteur, il est souvent nécessaire d'insérer une résistance en série avec la bobine. Cette résistance, appelée à tort « résistance d'économisation », est en réalité un organe de réglage qui limite l'intensité du courant et évite la destruction de la bobine. Il faut cependant noter que certains contacteurs sont étudiés pour fonctionner normalement en courant continu sans « résistance d'économisation ».

Pour les contacteurs très importants, avec par conséquent un circuit magnétique de grande masse, l'alimentation en courant continu est préférée; elle impose généralement la mise en œuvre de redresseurs de courant (V. t. 1, Électronique, chap. 18). Cette solution est aussi intéressante pour éviter les vibrations à 100 Hz et diminuer les échauffements.

Dans certaines séries de contacteurs, il est possible d'utiliser le même circuit magnétique en courant continu et en courant alternatif; en revanche, les caractéristiques de la bobine dépendent de la nature du courant et de la valeur de la tension d'alimentation.

Un contacteur peut comporter un nombre plus ou moins grand de pôles fixés sur le même barreau mobile. En plus des contacts principaux, l'appareil peut être équipé de contacts auxiliaires à ouverture ou à fermeture, instantanés ou temporisés pour des circuits de commande. L'un de ceux-ci peut prendre le nom de contact d'automaintien lorsqu'il permet l'alimentation de la bobine du contacteur même lorsque le bouton-poussoir de commande « marche » a été relâché par l'opérateur (fig. VI-21).

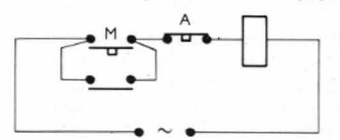


Fig. VI-21

Schéma électrique représentant le circuit d'alimentation de la bobine d'un contacteur

La mise sous tension est obtenue en appuyant sur le bouton « marche » M. Aussitôt le contact d'automaintien, en parallèle avec M, se ferme. Il reste dans cette position tant que la bobine est alimentée (c'est-à-dire même lorsque M a été relâché). La mise hors tension est obtenue en appuyant sur le bouton « arrêt » A (contact fermé en position de repos).

Dans certains contacteurs, l'équipage mobile effectue un mouvement de translation au lieu d'un mouvement de rotation (V. hors-texte). Les appareils de ce type, prévus pour des courants inférieurs à 10 A, sont souvent appelés *relais industriels*. Les principes de fonctionnement sont les mêmes que précédemment. La forme adoptée, plus compacte, a permis de limiter l'encombrement de l'appareil.

Ces appareils sont équipés de contacts à double coupure, en chambre fermée comportant un dispositif d'extinction d'arc approprié. Leur robustesse est très grande (trois millions de manœuvres environ), car les contacts sont réalisés en matériaux éprouvés (alliages d'argent); les contacts fixes ont des formes qui facilitent le déplacement rapide de l'arc vers des ailettes magnétiques de refroidissement (fig. VI-22) ou vers des chambres de coupure et le

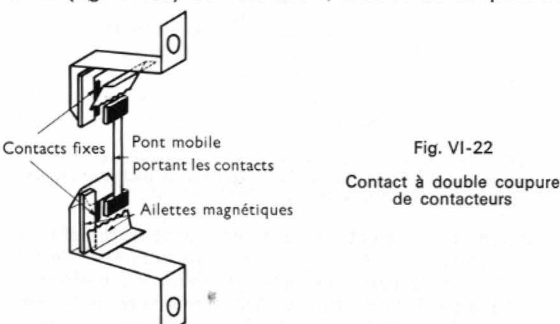
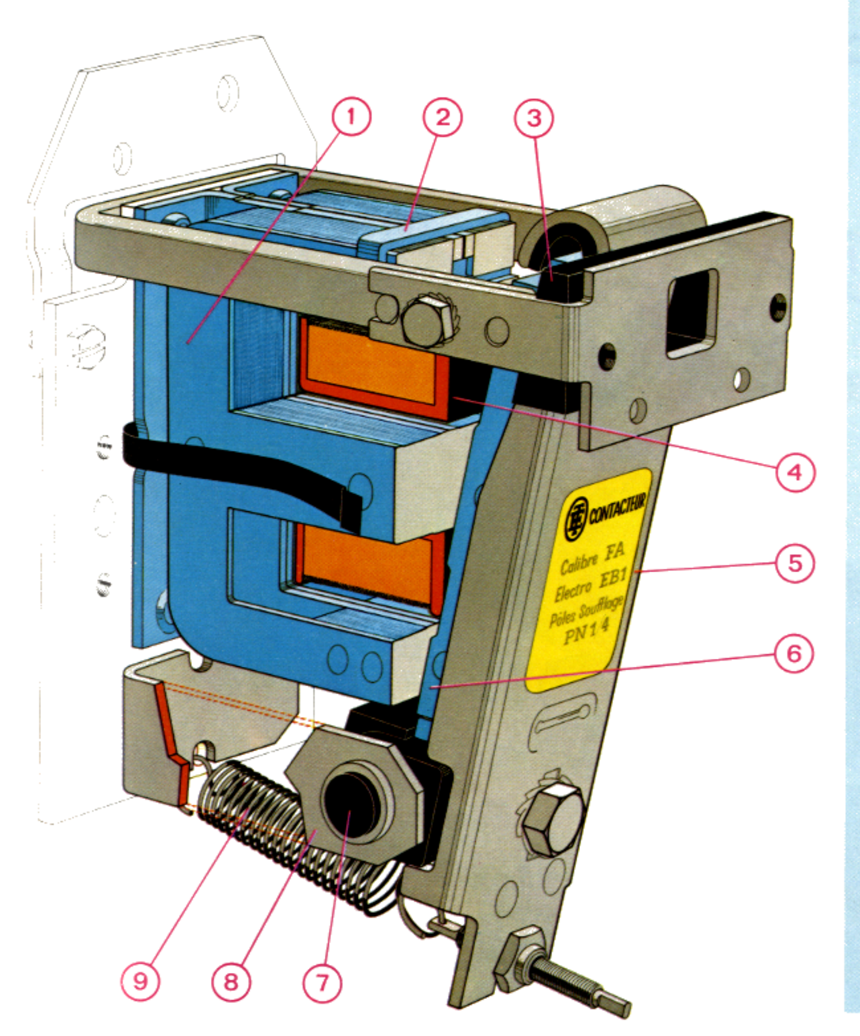


Fig. VI-22

Contact à double coupure de contacteurs

pont (qui porte les contacts mobiles), très léger, ne rebondit pas. Par ailleurs, la présence d'écrans thermiques évitent tout contact entre l'arc et les parties vitales de l'appareil. La partie mécanique de ces appareils est également très robuste, puisqu'elle peut supporter plus de quinze millions de manœuvres grâce aux précautions prises pour éviter les conséquences néfastes des percussions et des frottements. Toutes les parties soumises aux chocs produits par l'ouverture ou la fermeture du contacteur sont amorties au moyen de pièces en matière plastique. L'électroaimant et la bobine sont également montés sur des amortisseurs. Toutes les pièces mobiles (en phénoplaste ou en acier) sont guidées par des bagues thermoplastiques ayant un faible coefficient de frottement. Les parties fixes et les parties mobiles du circuit magnétique sont soigneusement rectifiées. Un entrefer est ménagé sur la branche médiane pour éviter tout risque de rémanence. L'alignement automatique des deux parties rectifiées de l'électroaimant, ajouté à l'action des deux bagues de déphasage, assure un fonctionnement silencieux.

5.2. Discontacteur. — Un contacteur, associé à un ou plusieurs relais, est un discontacteur; son ouverture est automatique dans des conditions prédéterminées (V. t. 2, Relais). Selon le résultat désiré, l'appareil comporte un relais thermique (action temporisée), un relais magnétique

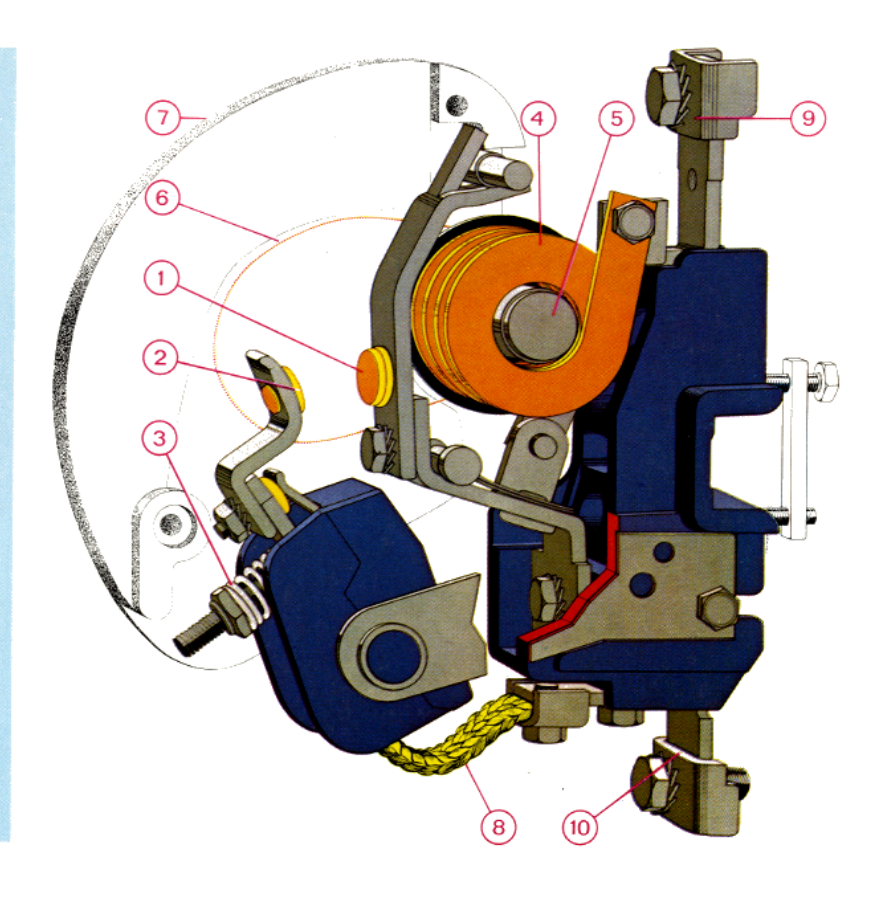


Électroaimant pour courant alternatif de contacteur

1. Culasse en E du circuit magnétique.
2. Bague de déphasage.
3. Butée de la partie mobile.
4. Bobine.
5. Support d'armature.
6. Armature flottante du circuit magnétique.
7. Tourillon.
8. Palier.
9. Ressort de rappel.

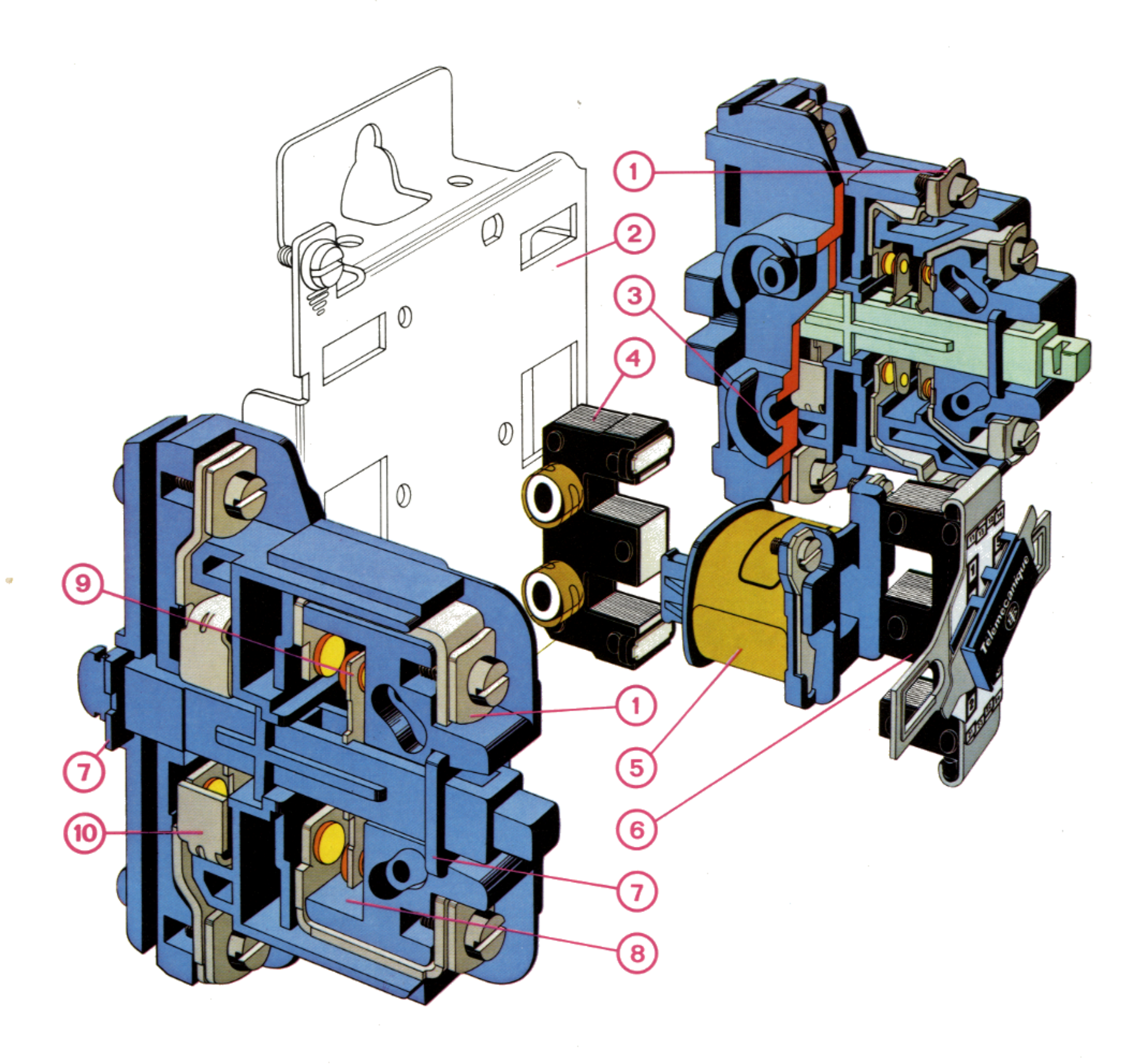
Pôle à soufflage magnétique de contacteur

1. Contact fixe.
2. Contact mobile.
3. Ressort de pression du contact mobile.
4. Bobine de soufflage.
5. Noyau de soufflage.
6. Joue magnétique de soufflage.
7. Boîtier d'arc.
8. Tresse de raccordement entre le contact mobile et sa borne.
9. Borne du contact fixe.
10. Borne du contact mobile.



Documents : La Télémécanique électrique

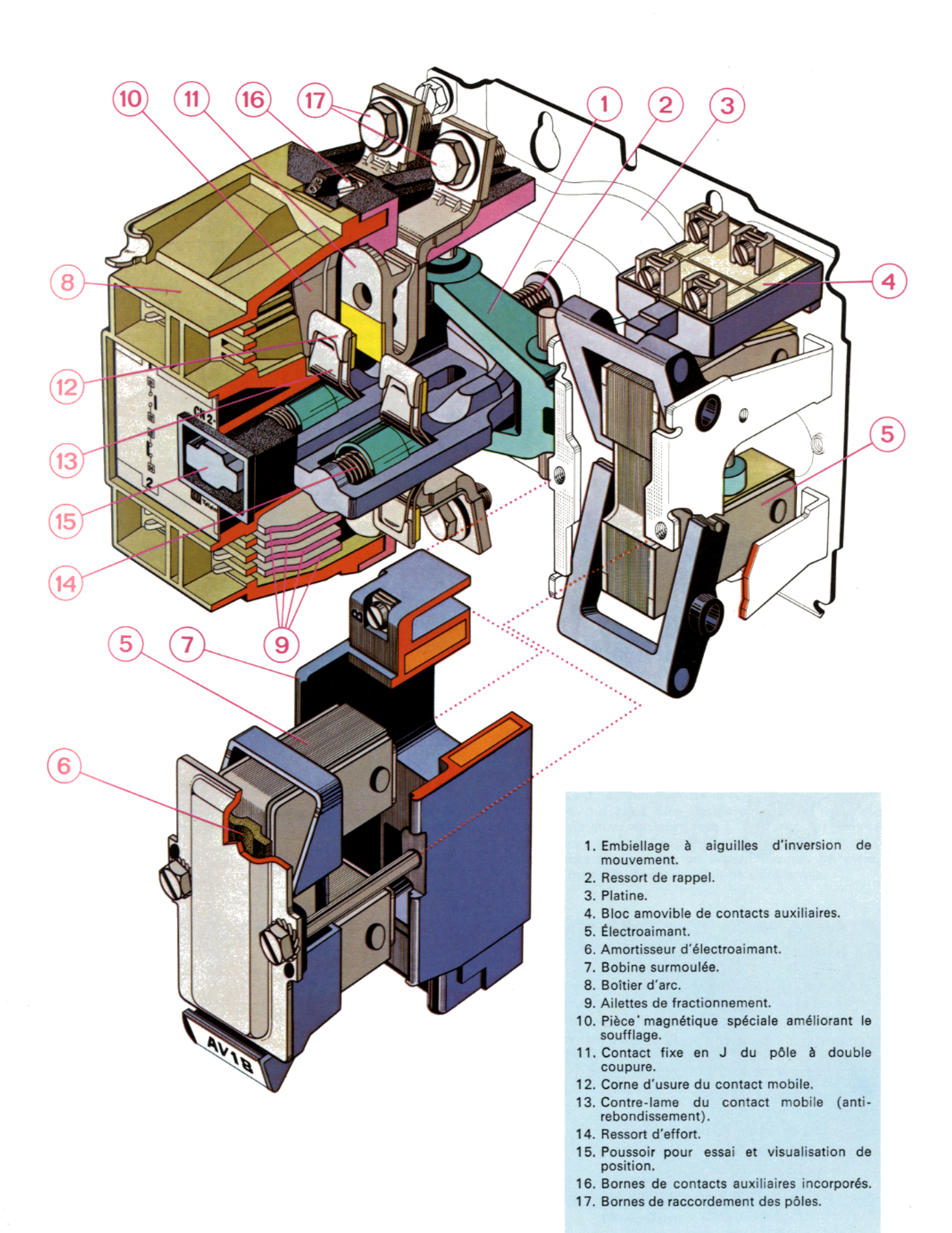
Contacteur CN1 DB



1. Bornes de raccordement.
2. Platine support des blocs-pôles.
3. Logement des amortisseurs de la culasse de l'électroaimant.
4. Culasse en E de l'électroaimant.
5. Bobine.
6. Armature en E de l'électroaimant.
7. Bagues de glissement.
8. Chambres de coupure.
9. Contacts principaux.
10. Équerres de désionisation.

Document : La Télémécanique électrique

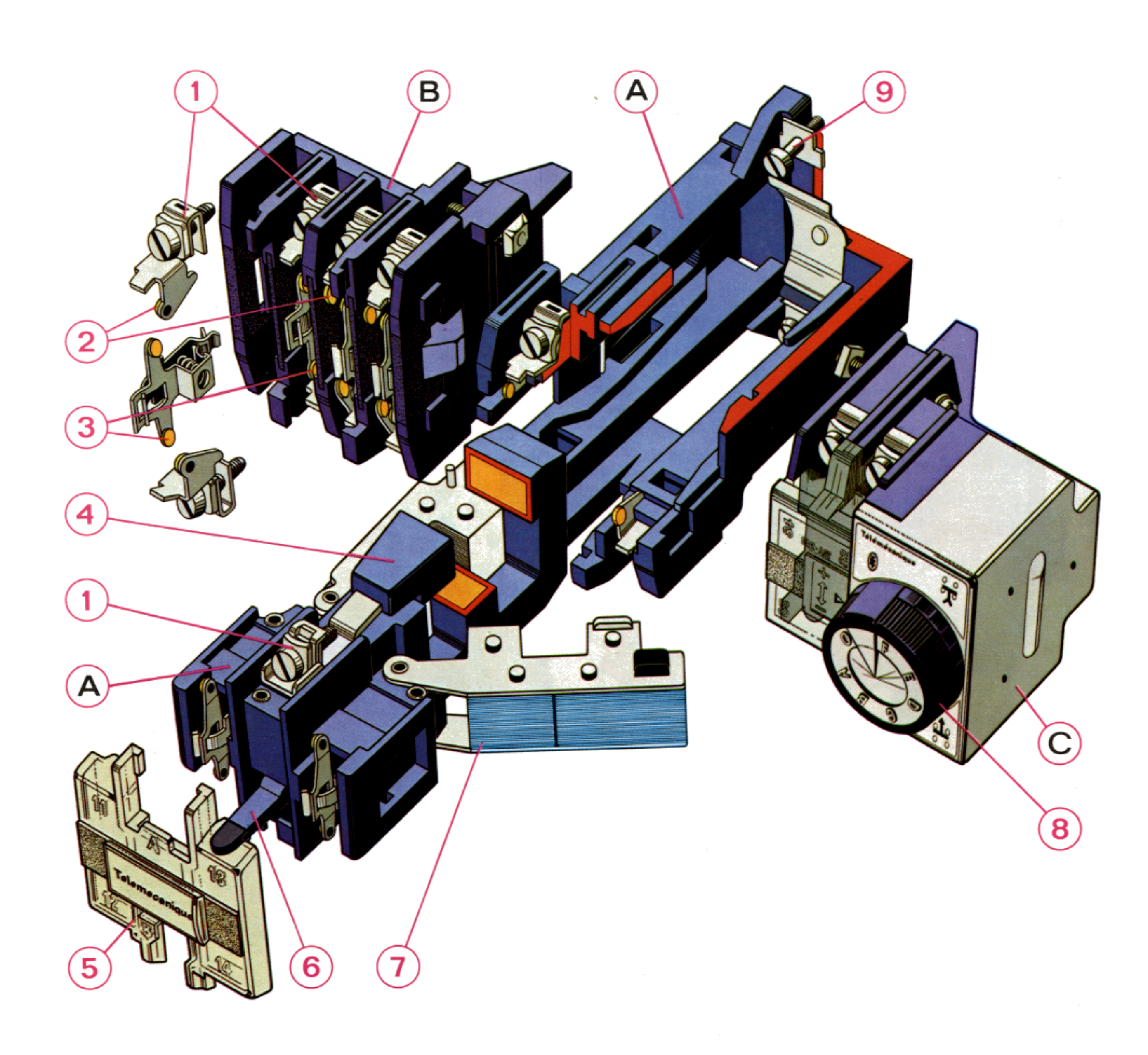
Contacteur CN2



1. Embiellage à aiguilles d'inversion de mouvement.
2. Ressort de rappel.
3. Platine.
4. Bloc amovible de contacts auxiliaires.
5. Électroaimant.
6. Amortisseur d'électroaimant.
7. Bobine surmoulée.
8. Boîtier d'arc.
9. Ailettes de fractionnement.
10. Pièce magnétique spéciale améliorant le soufflage.
11. Contact fixe en J du pôle à double coupure.
12. Corne d'usure du contact mobile.
13. Contre-lame du contact mobile (anti-rebondissement).
14. Ressort d'effort.
15. Poussoir pour essai et visualisation de position.
16. Bornes de contacts auxiliaires incorporés.
17. Bornes de raccordement des pôles.

Document : La Télémécanique électrique

Série de contacteurs auxiliaires CA2-A



1. Bornes de raccordement.
2. Contacts fixes.
3. Contacts mobiles.
4. Bobine surmoulée.
5. Capot transparent avec repères.
6. Levier de commande pour essai de visualisation de l'état.
7. Électroaimant comportant un entrefer incorporé.
8. Bouton moleté de réglage du bloc temporisé.
9. Vis de fixation imperdable.

A. Bloc de base : deux contacts.

A'. Partie mobile débrochée du bloc de base.

B. Bloc additif instantané : quatre contacts.

C. Bloc additif temporisé se montant à droite (*travail*) ou à gauche (*repos*).

Document : La Télémécanique électrique

(action instantanée) ou un relais magnétothermique (combinaison des deux cas précédents).

Un discontacteur ne dispense pas d'utiliser un disjoncteur ou des fusibles à haut pouvoir de coupure (H.P.C.). En effet, un contacteur normal est conçu pour couper des courants maximaux voisins de dix à douze fois le courant nominal : c'est donc un excellent appareil de *protection* quand l'intensité du courant de court-circuit est limitée à ces valeurs par la résistance ou par l'impédance des canalisations en amont. Dans le cas contraire, il doit être associé, soit à un disjoncteur en tête (solution peu économique), soit à des coupe-circuit à H.P.C. Naturellement, il faut que les coupe-circuit fondent avant le déclenchement du discontacteur et cela est parfois une source de complications si le contacteur et ses relais sont modernes et rapides. D'autre part, les fusibles doivent eux-mêmes être adaptés aux intensités des courants de pointe dus aux démarrages des moteurs ; dans ce cas, ils sont dits « d'accompagnement ».

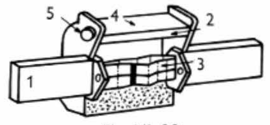
5.3. Utilisation des contacteurs et des discontacteurs. — Il n'est guère possible de donner une liste, même limitative, des utilisations des contacteurs tant elles sont nombreuses. Ces appareils équipent aussi bien des jouets électriques que des moteurs d'appareils électroménagers ou des armoires de commande de moteurs très puissants alimentés en M.T. (compresseur industriel, broyeur de cimenterie, par exemple). Les automatismes industriels et les machines-transfert sont encore largement pourvus de contacteurs (petits et gros) sur leurs circuits de commande et sur leurs circuits de puissance.

Un contacteur électromagnétique peut être associé à des thyristors (V. t. 1, Électronique, chap. 11) ; ces éléments sont disposés en parallèle pour que les thyristors permettent de réaliser les opérations de fermeture et d'ouverture des circuits dans de très bonnes conditions, tandis que le contacteur n'est utilisé que durant le régime permanent. Les thyristors sont rendus conducteurs (c'est-à-dire que les circuits sont établis par leur intermédiaire) avant la fermeture du contacteur. De même, l'ouverture du contacteur est réalisée alors que les thyristors sont conducteurs. Ainsi, les risques d'arc sont éliminés durant ces opérations qui se font sans passer par l'intermédiaire d'organes mobiles. En revanche, pour le fonctionnement permanent, il est plus intéressant d'utiliser un contacteur, car il ne provoque pas de chute de tension dans le circuit, ce qui n'est pas le cas des thyristors. Rappelons cependant que la chute de tension due à un thyristor est suffisamment faible pour que l'ouverture ou la fermeture du contacteur, placé entre ses bornes, se fasse sans difficulté.

6. COUPE-CIRCUIT À FUSIBLES OU FUSIBLES

Dans une installation industrielle, un coupe-circuit à fusible est constitué par un conducteur (en alliage plomb-étain, en aluminium, en argent, en or) disposé sur un support. Les fusibles à fusion libre dans l'air sont de plus en plus abandonnés pour les fusibles sous cartouches dits à haut (ou grand) pouvoir de coupure (H.P.C.). Le fil fusible est placé à l'intérieur d'une cartouche contenant un matériau (généralement du sable très fin et très sec) qui assure le refroidissement de l'arc et empêche la formation de gaz et l'explosion.

En basse tension, la cartouche isolante peut être en stéatite (fig. VI-23) ; elle porte deux couteaux en cuivre argenté (contacts mobiles) pouvant être placés dans des mâchoires qui sont, soit à serrage élastique, soit à *serrage forcé*. Cette dernière disposition assure une meilleure tenue aux surcharges, mais présente l'inconvénient de nécessiter une clé isolante pour pouvoir démonter le coupe-circuit sous tension.



1. Couteaux
2. Plaque d'étanchéité en amiante
3. Fusible
4. Enveloppe en polyester
5. Voyant de fusion

Fig. VI-23
Coupe-circuit

En moyenne tension, un fusible à fusion libre et à faible pouvoir de coupure peut être contenu dans une enveloppe en porcelaine (fig. VI-24) ; ce type d'appareil est utilisable dans des installations intérieures. En revanche, un fusible à fusion enfermée (fig. VI-25) convient pour des installations extérieures ; montage et démontage sont alors réalisés à l'aide d'une perche isolante.

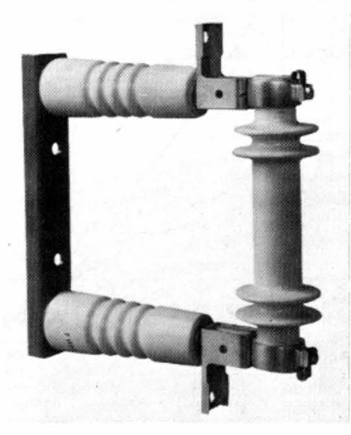


Fig. VI-24

Coupe-circuit 17 500 V pour l'intérieur (*Delle*)

En moyenne tension, les fusibles présentent un grave inconvénient : au moment de la coupure, il se produit une surtension qui peut être dangereuse pour les appareils (transformateurs, moteurs, etc.). Dans le but d'éviter ce phénomène, certains appareils (fig. VI-26) sont équipés de plusieurs fils fusibles en argent montés en série, par exemple trois fils de trois sections différentes.

Fig. VI-25 — Coupe-circuit 17 500 V, pour l'extérieur (*Alsthom*)

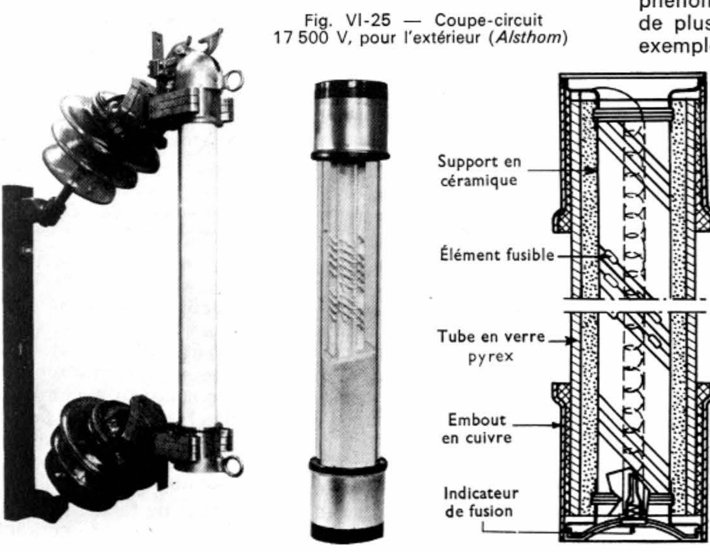
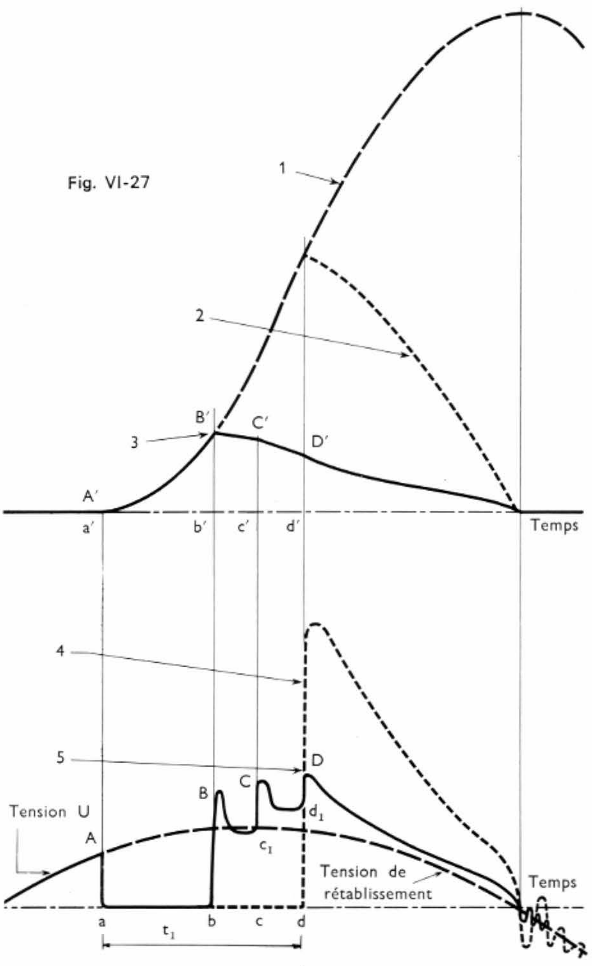


Fig. VI-26

Vue et coupe d'un fusible H.P.C. (*Alsthom*)

Combiné interrupteur-fusibles (*Merlin-Gérin*)



1. Intensité de courant qui passerait dans le circuit en l'absence de fusible. — 2. Intensité de courant limitée par un fusible ayant un fil d'une seule section se volatilisant au bout du temps t_1. — 3. Intensité de courant limitée par le fusible et passant effectivement dans le circuit. — 4. Surtension produite par un fusible de mêmes dimensions ayant une seule section se volatilisant au bout du temps t_1. — 5. Surtension produite par le fusible

Les oscillogrammes d'essais de coupure (fig. VI-27) permettent de constater :

— les valeurs limitées des surtensions (*bB*, c_1C et d_1D) lors des fusions successives des fils de sections croissantes (la longueur de chaque fil a été choisie de façon à obtenir des surtensions de valeurs approximativement égales) ;

— la limitation de l'intensité du courant de court-circuit (*b'B'*) à une valeur très inférieure à celle qui serait atteinte avec un fil fusible unique de section équivalente.

Les coupe-circuit à fusibles à grand pouvoir de coupure présentent l'avantage de permettre :

— la limitation des intensités des courants de court-circuit en aval des coupe-circuit (donc les contraintes électrodynamiques et thermiques qui en découlent). Ils constituent une protection économique par rapport au disjoncteur (quand il est possible de ne pas utiliser celui-ci).

L'inconvénient de certains de ces coupe-circuit résulte de la dispersion de leurs caractéristiques de fusion autour d'une valeur moyenne. La fusion ne se produit pas pour la même valeur de l'intensité efficace du courant si le court-circuit a lieu alors que le fil fusible est froid ou après qu'il ait été traversé par le courant nominal pendant un certain temps.

Pour obtenir la sélectivité des protections (V. chap. 8), il est nécessaire de calibrer les coupe-circuit en tenant compte uniquement de l'intensité des courants de court-circuit. L'intensité du courant provoquant la fusion d'un fil fusible doit être telle qu'elle ne risque pas de provoquer, à long terme, une « fatigue » des autres fusibles placés en amont ; dans le cas contraire, après plusieurs défauts, on risquerait de voir ceux-ci fondre sans cause précise. Cela conduit généralement à surcalibrer les fusibles et alors ceux-ci ne peuvent plus assurer une protection efficace contre les surcharges. Pour remédier à cet inconvénient, la solution économique généralement adoptée (appelée *coordination des protections*) consiste à associer sur un même support (ou dans une même enveloppe), un disjoncteur à pouvoir de coupure normal et des coupe-circuit à fusibles à grand pouvoir de coupure (fig. VI-28). La coordination entre disjoncteur et fusibles est réalisée en choisissant convenablement le calibre des fusibles et le calibre et le réglage du disjoncteur. Par exemple, pour une installation parcourue par un courant de 100 A en fonctionnement normal, le déclencheur à relais thermique interviendra après 10 secondes si la surcharge admise est égale à 100 % (200 A) et les fusibles fondront en un centième de seconde si l'intensité du courant de court-circuit tolérée atteint 6 000 A (fig. VI-29).

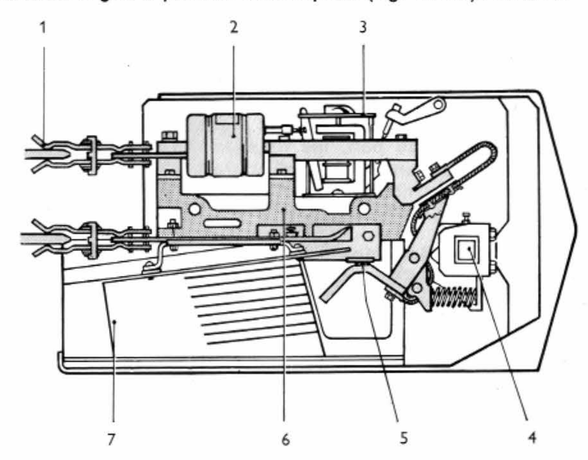


Fig. VI-28 — Combiné disjoncteur-fusibles B.T. (*Delle*)
1. Connexions. — 2. Fusible H.P.C. — 3. Déclencheur. — 4. Barreau isolant. — 5. Contacts mobiles. — 6. Support en matière moulée. — 7. Cheminée avec ailettes de refroidissement

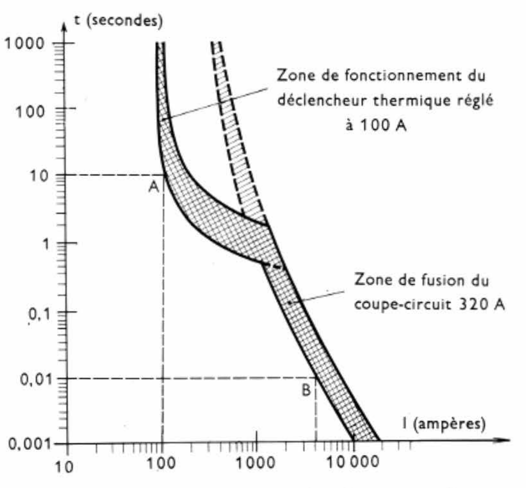


Fig. VI-29 — Caractéristiques de fonctionnement d'une association fusibles-disjoncteurs pour coordination de la protection (*Delle*)

7. DISJONCTEURS

Les disjoncteurs sont des appareils de coupure dont l'ouverture est commandée automatiquement dans des conditions prédéterminées. Ces conditions sont détectées au moyen de capteurs (ou déclencheurs) qui sont presque toujours des relais sensibles à la tension ou à l'intensité d'un courant de défaut (V. t. 2, Relais). L'organe de détection peut être soumis à l'action directe de la grandeur perturbée (relais direct) : il est alors appelé *déclencheur primaire*. L'organe détecteur est dit indirect si son branchement nécessite l'emploi d'un réducteur de tension (transformateur de potentiel) ou d'un transformateur de courant.

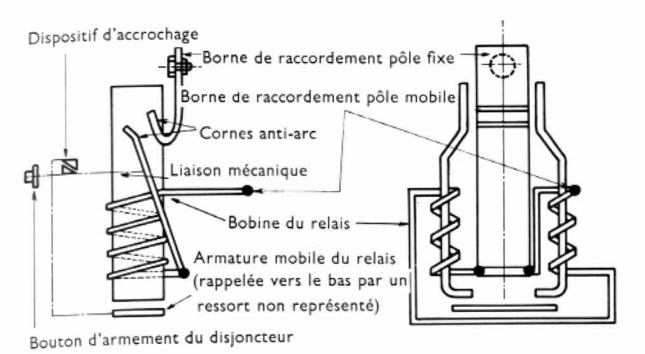


Fig. VI-30 — Disjoncteur B.T. : principe

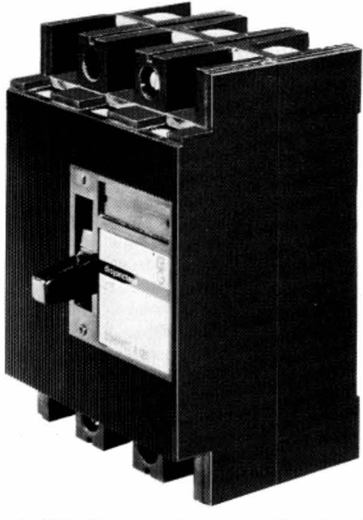


Fig. VI-32

Disjoncteur sous boîtier moulé « compact » (500 A) (*Merlin-Gérin*)

7.1. Disjoncteurs B.T. — Dans un disjoncteur B.T. simple, la fermeture est réalisée mécaniquement (fig. VI-30) : l'opérateur appuie sur un bouton pour provoquer l'accrochage du système mobile (armement du disjoncteur) ; après cette opération les pôles fixes et les pôles mobiles sont en contact. Le courant qui traverse les pôles passe également dans la bobine d'un électroaimant (cas d'un disjoncteur magnétoélectrique avec déclencheur primaire). L'armature mobile du relais n'est attirée que si l'intensité du courant atteint une valeur déterminée ; cela entraîne le déverrouillage du dispositif d'accrochage et donc l'ouverture du disjoncteur. Le disjoncteur considéré peut être transformé en disjoncteur magnétothermique, en insérant une bilame dans le circuit (fig. VI-31). Ainsi, l'ouverture

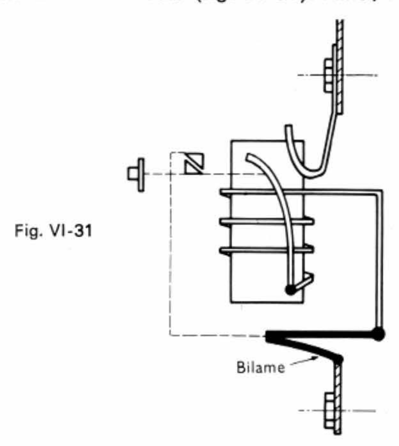


Fig. VI-31

est provoquée par le relais magnétoélectrique en cas de surintensités brutales (un court-circuit, par exemple) et par la bilame en cas de surcharges faibles mais prolongées (en chauffant, la bilame se déforme et produit le déverrouillage).

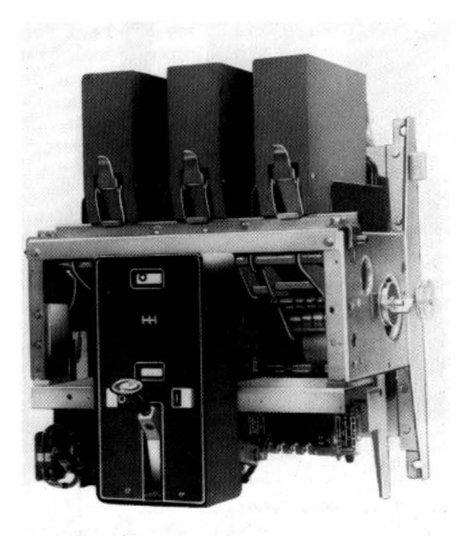
Les disjoncteurs à minimum de tension comportent un relais magnétoélectrique dont l'action dépend de la tension d'alimentation. En cas de baisse de tension il se produit un déplacement de l'armature mobile et le déverrouillage du système d'accrochage. Ce déclencheur peut être associé aux deux précédents dans le même disjoncteur.

L'appareil peut comporter divers dispositifs pour provoquer l'extinction de l'arc (bobine de soufflage magnétique, par exemple). Par ailleurs, signalons que l'ouverture peut également être obtenue par action sur un bouton.

En basse tension, un disjoncteur est généralement placé dans l'air et il comporte au moins autant de contacts principaux qu'il y a de conducteurs actifs dans la ligne à protéger (en triphasé, le neutre est un conducteur actif). Les contacts principaux sont liés mécaniquement, de sorte que la coupure se produit simultanément sur tous les conducteurs actifs même si un seul de ceux-ci est le siège d'une perturbation.

Des disjoncteurs à pouvoir de coupure moyen ont été réalisés en mettant en œuvre des techniques proches de celles utilisées en haute tension (V. chap. 12). Dans certains appareils, les contacts et la chambre de coupure sont placés dans un boîtier en matière moulée isolante (fig. VI-32). Ce sont des appareils robustes du fait de la rapidité de la coupure et de la qualité des contacts (alliage d'argent) et dont l'encombrement est réduit. Leurs performances sont intéressantes lorsque l'intensité efficace du courant de service ne dépasse pas 500 A et celle du courant de court-circuit 15 000 A.

Des disjoncteurs B.T. à fort pouvoir de coupure sont également fabriqués.



Disjoncteur « Otomax » B.T. (*Hazemeyer*)

Pour protéger une installation B.T. avec des disjoncteurs classiques, il est nécessaire de prévoir un matériel dont la cuivrerie (ensemble des contacts fixes, des contacts mobiles et des accessoires en cuivre) est assez importante pour pouvoir supporter les contraintes dues aux courants de court-circuit. Un surdimensionnement de toutes les pièces conductrices est indispensable. La coordination des protections (V. chap. 8) constitue une solution économique mais, actuellement, elle n'est pas utilisable en cas de grands courants nominaux et de grands pouvoirs de coupure. C'est pourquoi les constructeurs ont été amenés à construire des *disjoncteurs limiteurs* dont les spécifications tiennent compte de conditions de plus en plus sévères (exemple : calibre : 2 000 A ; pouvoir de coupure : 100 000 A sous 500 V). Ces appareils ont une constitution analogue à celle du disjoncteur précédent, mais ils sont équipés de déclencheurs très rapides (un par pôle). La coupure est accélérée sous l'effet d'une autorépulsion des contacts et elle a lieu bien avant que l'intensité du courant de court-circuit ait atteint sa valeur maximale. L'arc lui-même limite l'intensité du courant de défaut. Cette limitation est une fonction décroissante des caractéristiques

nominales du disjoncteur : pression aux contacts, inertie des masses en mouvement et tension de service. En revanche, elle croît avec l'intensité du courant de court-circuit.

7.2. Disjoncteurs M.T. — La constitution et le fonctionnement des disjoncteurs utilisés en M.T. sont souvent voisins de ceux utilisés en H.T. (V. chap. 12). Les disjoncteurs peuvent être commandés à distance et cela offre l'intérêt de permettre une centralisation des commandes sur un même tableau. La commande à distance la plus simple permet de faire déclencher le disjoncteur sans permettre son réenclenchement. La réalisation est simple : un électroaimant est utilisé pour actionner un dispositif de déclenchement, c'est-à-dire pour provoquer une rupture de l'accrochage (et donc écarter les pôles mobiles des pôles fixes). C'est une intervention analogue qui est obtenue à l'aide de déclencheurs ou détecteurs à action directe (en cas de défaut). Au contraire, les déclencheurs (ou relais) à action indirecte provoquent d'abord la déformation ou le déplacement d'un organe susceptible d'autoriser l'alimentation de la bobine de l'électroaimant considéré ci-dessus (soit par un contact à ouverture, soit par un contact à fermeture). Les commandes à distance, pour l'enclenchement et pour le déclenchement, sont généralement réalisées au moyen de dispositifs électromagnétiques (fig. VI-33).

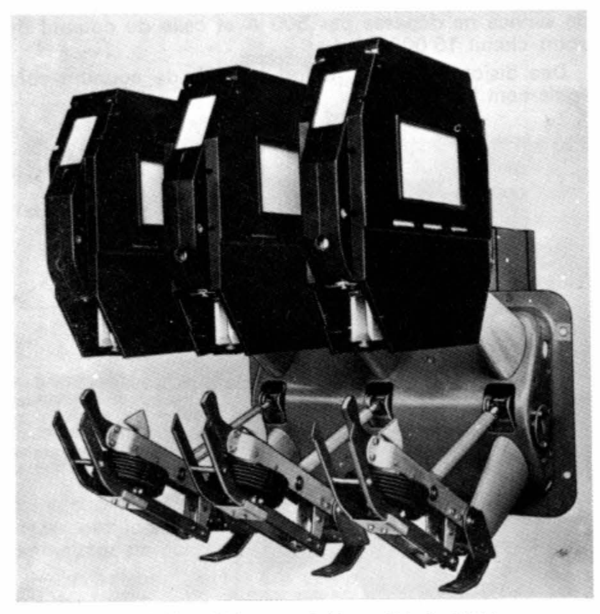


Fig. VI-33 — Disjoncteur Solénarc (*Merlin-Gérin*)

Dans ces disjoncteurs, l'arc pénètre dans une chambre de coupure où sa longueur augmente. En effet, il est subdivisé en plusieurs arcs qui sont établis entre des pièces métalliques constituant la base de cavaliers en forme de V, placés à la partie inférieure de plaques en céramique. Dans chaque intervalle, l'arc est assimilable à une spire qui a tendance à s'agrandir (des portions de conducteurs parcourus par des courants de sens contraires se repoussent) ; au total, le trajet de l'arc a la forme d'un solénoïde. Par ailleurs, les plaques de céramique assurent un refroidissement énergique.

Dans certains disjoncteurs, la commande est dite *à accumulation d'énergie*. L'énergie nécessaire à l'enclenchement et au déclenchement brusque (et indépendant de l'opérateur) est fournie par des ressorts mis en charge par un système comportant une roue à rochet-cliquet actionnée, soit par un moteur, soit par une manivelle. Des contacts assurent la mise sous tension du moteur lorsque les ressorts sont détendus ; le circuit est coupé à la fin du réarmement.

Dans les disjoncteurs où la commande est *à action directe*, à l'enclenchement, le mouvement des pièces mobiles est assuré par un électroaimant. Celui-ci attire brusquement son noyau à la mise sous tension de la bobine ; cette action est très rapide et un dispositif spécial empêche de laisser longtemps la bobine sous tension (pour qu'elle ne soit pas détruite).

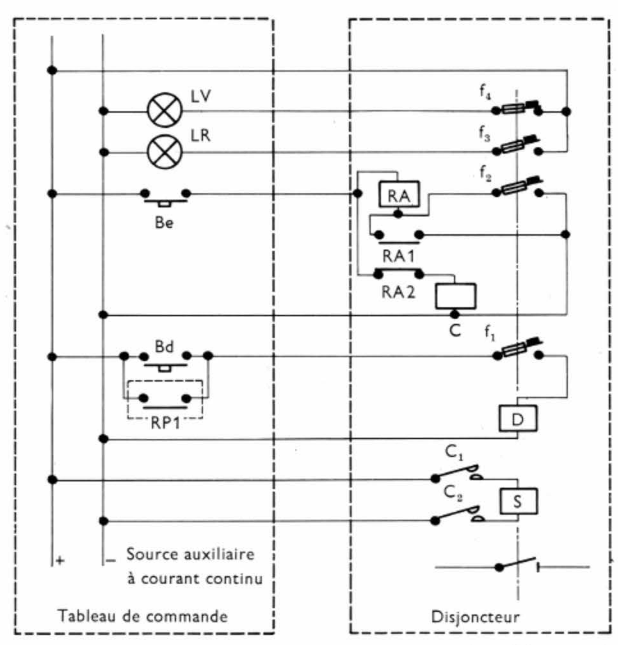
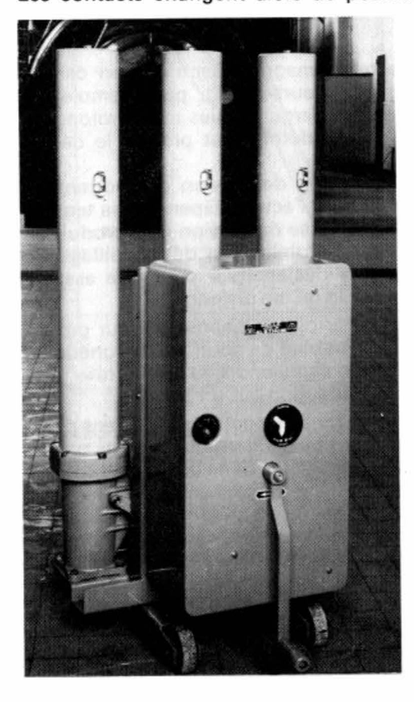


Fig. VI-34 — Schéma de commande à distance d'un disjoncteur à solénoïde

Le schéma de la figure VI-34 représente un dispositif de commande à distance dans un disjoncteur. Supposons le disjoncteur ouvert ; si nous appuyons sur le bouton *Be*, le contacteur *C* (V. ci-dessus) est alimenté par la source auxiliaire à travers le contact repos *RA* 2. Les contacts C_1 et C_2 se ferment et la bobine *S* est alimentée : le disjoncteur se ferme. Les contacts f_1, f_2, f_3, f_4, solidaires de l'arbre du disjoncteur, changent d'état. Si nous continuons à appuyer sur le bouton *Be*, le relais *RA* est mis sous tension à travers f_2 ; *RA* 2 permet d'ouvrir le circuit d'alimentation du contacteur *C* et, par voie de conséquence, celui de la bobine *S*. Chaque contact reste dans l'état où il vient d'être placé, sauf en cas de défaut.

Supposons maintenant que nous fermions le disjoncteur alors que le circuit à protéger présente un défaut ; le relais de protection provoque la fermeture du contact *RP* 1 qui permet l'alimentation de la bobine de déclenchement *D*. Les contacts changent alors de position et notamment f_2



Disjoncteur M.T. à petit volume d'huile (*Delle-Alsthom*)

s'ouvre. Cependant, comme le relais *RA* est alimenté à travers *RA* 1 (contact d'automaintien), *RA* 2 reste ouvert et il n'est pas possible de provoquer l'enclenchement en appuyant sur *Be*. Au contraire, il faut cesser d'appuyer sur ce bouton pour que le système revienne à l'état initial et que le réenclenchement soit possible.

Le déclenchement manuel est obtenu en appuyant sur *Bd*, car ainsi la bobine *D* se trouve placée sous tension.

Des voyants peuvent indiquer l'état du disjoncteur : un voyant rouge (*LR*) ou vert (*LV*) est éclairé selon que le disjoncteur est enclenché ou déclenché.

7.3. Disjoncteurs différentiels. — Si une installation monophasée présente un défaut d'isolement, à l'instant *t*, le courant qui entre dans l'installation n'a pas la même inten-

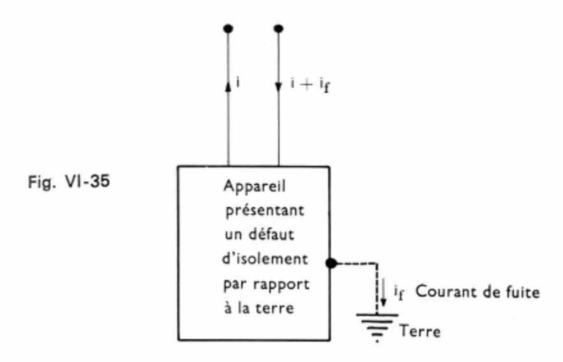


Fig. VI-35



Fig. VI-36

Disjoncteur magnétothermique et différentiel
Sensibilité du courant de fuite : 30 ou 300 mA
Calibres : 10-15-20 25-30 A (*C.G.E.*)

sité que celui qui en sort (fig. VI-35). Le circuit de retour par la terre peut être suffisamment résistant pour que le courant de défaut soit plus faible que la valeur de fonctionnement des fusibles, ou des disjoncteurs à maximum de courant, placés sur le circuit d'alimentation. Il s'ensuit que le défaut d'isolement n'est pas éliminé et qu'il peut provoquer soit des échauffements dans son cheminement vers la terre (d'où risque d'incendie), soit la mise sous une tension dangereuse de certaines masses métalliques accessibles placées sur ce chemin (risque d'électrocution des usagers). Pour éviter ces risques, l'installation est séparée du réseau au moyen de disjoncteurs à relais différentiels (fig. VI-36) ; leur déclenchement se produit automatiquement dès que l'intensité efficace du courant de fuite atteint une certaine valeur appelée ***seuil de fonctionnement***. Les appareils de construction récente ont un seuil de fonctionnement compris entre 25 et 32 milliampères.

L'élément de base d'un disjoncteur différentiel peut être un tore magnétique qui comporte trois enroulements : deux sont placés en série avec les conducteurs de l'installation, le troisième, appelé ***bobine-sonde***, est réuni à la bobine d'un relais magnétoélectrique (fig. VI-37). Les bobinages parcourus par les courants i et $(i + i_f)$ fournissent des flux de sens contraires. En l'absence de courant de fuite, le flux dans le tore est nul ; dans le cas contraire ce flux n'est pas nul, une f.é.m. est induite dans la bobine-sonde et le relais magnétoélectrique est alimenté. Son changement d'état ne se produit que lorsque l'intensité efficace du courant d'excitation, donc du courant de fuite atteint un seuil compris entre 25 et 32 mA. Ce tore constitue donc un capteur et il peut être associé à des déclencheurs magnétothermiques. Dans un disjoncteur triphasé le tore comporte quatre bobinages (un pour chaque phase et un pour le neutre) et une bobine-sonde (fig. VI-38). Les flux fournis par les courants de phase se retranchent du flux obtenu au moyen du bobinage en série avec le conducteur neutre. Comme précédemment, en l'absence de courant de fuite, le flux dans le tore est nul puisqu'à un instant *t* l'intensité i_N du courant dans le neutre est égale à la somme $(i_1 + i_2 + i_3)$ des intensités des courants dans les conducteurs de phases (V. t. 1, Électricité, chap. 32). Si l'installation présente un défaut, le flux dans le tore n'est pas nul et le déclenchement intervient dès que l'intensité efficace du courant de fuite atteint le seuil de fonctionnement.

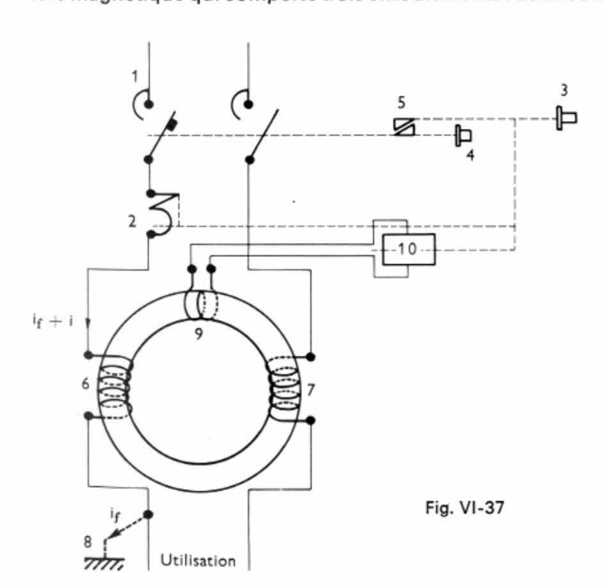


Fig. VI-37

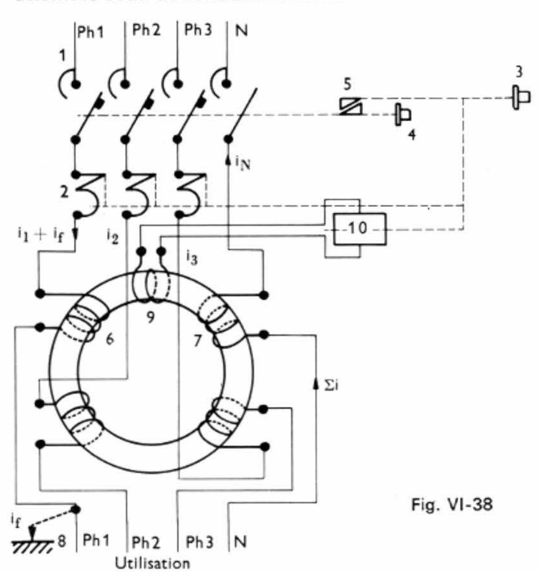


Fig. VI-38

1. Contacts. — 2. Déclencheur magnétothermique. — 3. Bouton de déclenchement. — 4. Bouton d'armement. — 5. Accrochage mécanique. — 6. et 7. Bobinages. — 8. Courant de défaut. — 9. Bobine-sonde. — 10. Relais sensible magnétoélectrique

8. PARAFOUDRES ET APPAREILS À FONCTION SIMILAIRE

Pour protéger les matériaux contre les surtensions, on utilise :

— des parafoudres, c'est-à-dire des appareils qui permettent d'écouler automatiquement à la terre la majeure partie des ondes de surtension dès que leur amplitude atteint une valeur déterminée ;

— des étouffeurs ou *étaleurs d'onde* ou *inductances de choc*.

8.1. Parafoudres. — Un parafoudre comporte généralement un éclateur, c'est-à-dire deux pièces conductrices séparées par un intervalle réglé pour être isolant sous la tension nominale de la ligne (fig. VI-39). En cas de surtension dangereuse, un arc s'amorce et un courant s'écoule vers la terre. Ainsi, l'onde de surtension résultant d'un coup de foudre ne peut se propager vers le matériel disposé en aval de l'éclateur par rapport à la perturbation.

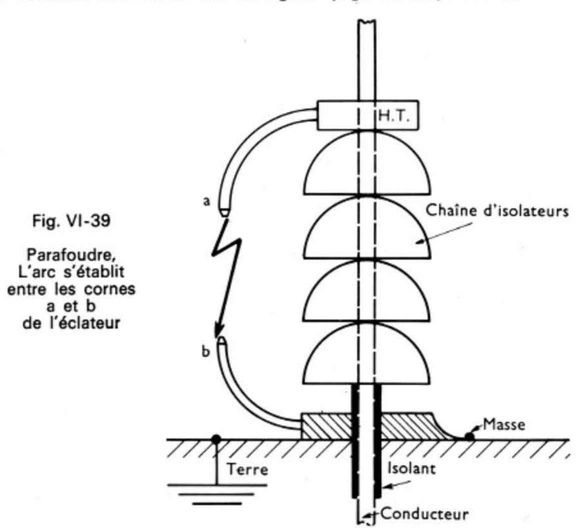


Fig. VI-39

Parafoudre, L'arc s'établit entre les cornes a et b de l'éclateur

Un parafoudre doit entrer en fonctionnement dès que la tension dépasse un seuil dangereux ; il doit cesser de laisser passer le courant quand les conditions normales sont retrouvées et il doit être prêt à reprendre aussitôt son office. Il doit être caractérisé par un grand pouvoir de décharge de façon à réduire rapidement l'amplitude de la perturbation. Toutes ces conditions sont difficiles à réaliser et divers compromis ont été adoptés.

8.1.1. Parafoudre à résistance variable (fig. VI-40). — L'éclateur, placé dans l'air, est monté en série avec une résistance dont la valeur dépend de la tension appliquée à ses bornes (V. t. 1, Électronique, chap. 6). Cette résistance, en carborundum souvent, est généralement formée de disques moulés, métallisés sur leurs deux faces pour permettre les liaisons électriques et empilés en plus ou moins grand nombre selon la tension à supporter. Par exemple un disque, de 15 cm de diamètre et de 1,9 cm d'épaisseur, peut supporter une tension proche de 1 000 volts et laisser passer un courant de plusieurs milliers d'ampères. L'éclateur peut être subdivisé en plusieurs éclateurs élémentaires associés en série. Cette disposition facilite l'extinction de l'arc.

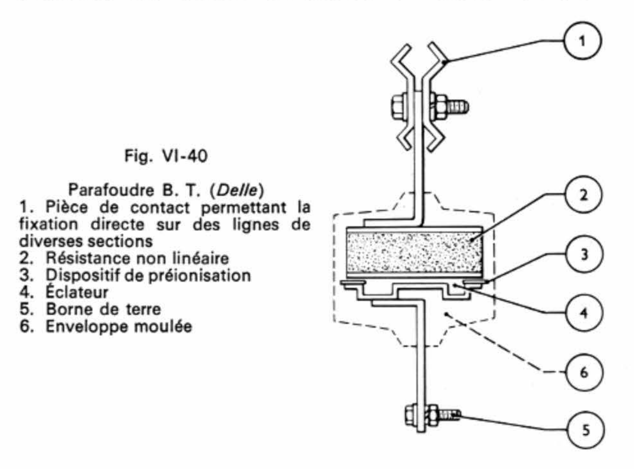


Fig. VI-40

Parafoudre B. T. (*Delle*)
1. Pièce de contact permettant la fixation directe sur des lignes de diverses sections
2. Résistance non linéaire
3. Dispositif de préionisation
4. Éclateur
5. Borne de terre
6. Enveloppe moulée

8.1.2. Parafoudre à autorégénération

— Le *parafoudre électrolytique* (fig. VI-41) est basé sur l'effet de valve présenté par certains matériaux lorsqu'ils sont en présence d'un électrolyte. Ce parafoudre est constitué d'un certain nombre de cônes d'aluminium empilés avec interposition de cales isolantes. L'espace intermédiaire est rempli par un électrolyte à base de potasse.

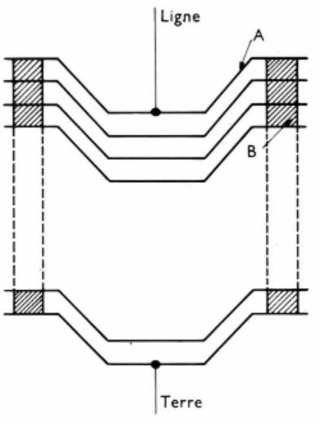


Fig. VI-41

Parafoudre électrolytique
A : cônes d'aluminium
B : cales isolantes

Une branche de parafoudre comporte un certain nombre de cônes (fonction de la tension) et elle est immergée dans un bac rempli d'huile ayant de bonnes caractéristiques diélectriques.

Les éléments sont formés avant utilisation en faisant passer un courant dans le parafoudre pour provoquer le dépôt d'une couche d'alumine sur la surface de chaque cône. Cette pellicule d'alumine est isolante, mais elle est percée facilement dès que la tension dépasse un seuil ; cette couche se reforme ensuite et elle isole la ligne par rapport à la terre. Chaque élément de ce parafoudre peut supporter une tension de 300 volts. Pour éviter que cet appareil fonctionne en condensateur, il est nécessaire de le placer en série avec un éclateur.

— Le *parafoudre à cellules d'oxyde de plomb* (fig. VI-42) est constitué d'un certain nombre de cellules, chacune comportant deux disques métalliques sertis sur un séparateur en porcelaine. L'intervalle entre électrodes est rempli de peroxyde de plomb pulvérulent dont la résistance électrique est faible. La face antérieure de chaque disque est recouverte d'un vernis isolant.

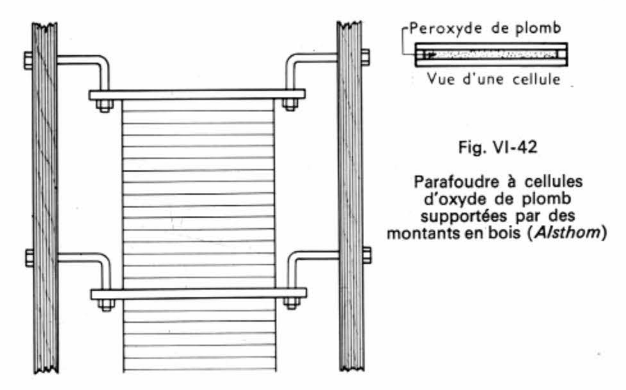
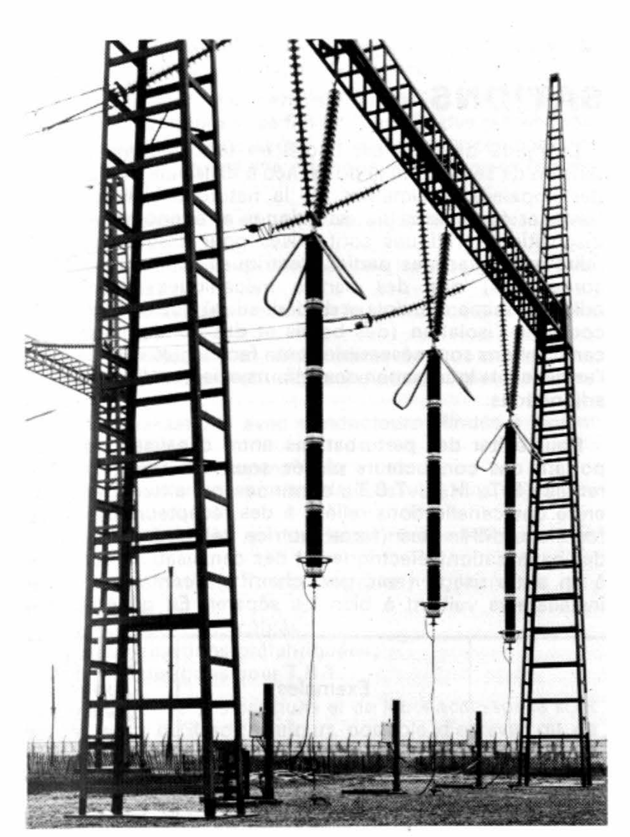


Fig. VI-42

Parafoudre à cellules d'oxyde de plomb supportées par des montants en bois (*Alsthom*)

En cas de surtension, un arc s'établit et la pellicule de vernis isolant est percée par cet arc. Quand la tension baisse, l'arc s'éteint en même temps que le peroxyde de plomb se transforme en litharge. Cet oxyde de plomb remplace le vernis isolant là où il a été percé. Ce parafoudre est également monté en série avec un éclateur.



Parafoudres avec tension d'extinction de 460 kV. Ces parafoudres peuvent décharger 190 km de ligne 380 kV chargée à trois fois et demie la tension nominale de crête de réseau (*Brown Boveri-C.E.M.*)

— Le *parafoudre à pilules d'oxyde de plomb* (fig. VI-43) fonctionne d'une manière analogue au précédent. Sa constitution est cependant légèrement différente puisque, au lieu de disques, on utilise des pilules de peroxyde de plomb recouvertes de litharge. Ces pilules sont contenues

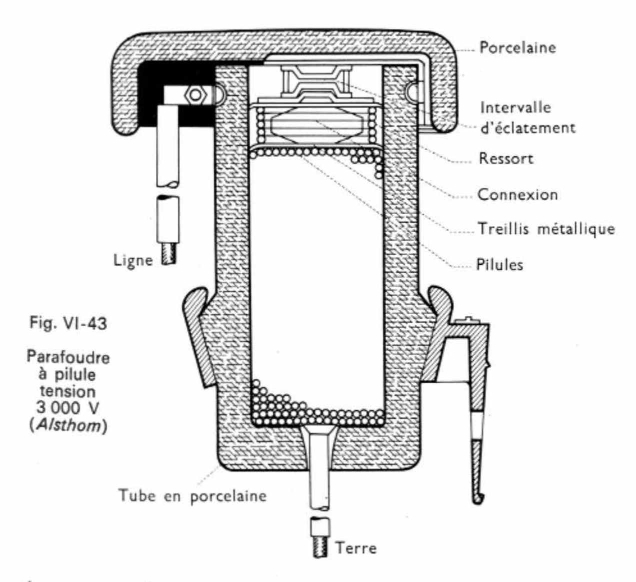


Fig. VI-43

Parafoudre à pilule tension 3 000 V (*Alsthom*)

dans un cylindre en porcelaine dont chaque extrémité comporte une électrode; l'une d'elles est reliée à la ligne et l'autre à la terre. Du côté de la ligne, il est prévu un intervalle d'éclatement pour éviter l'application de la tension aux pilules.

— Le *parafoudre à expulsion* (fig. VI-44) permet d'assurer un soufflage de l'arc. Il comporte deux électrodes à l'intérieur d'un tube; l'une est reliée à la ligne à travers un éclateur et l'autre est réunie à la terre. Dans ce cas aussi,

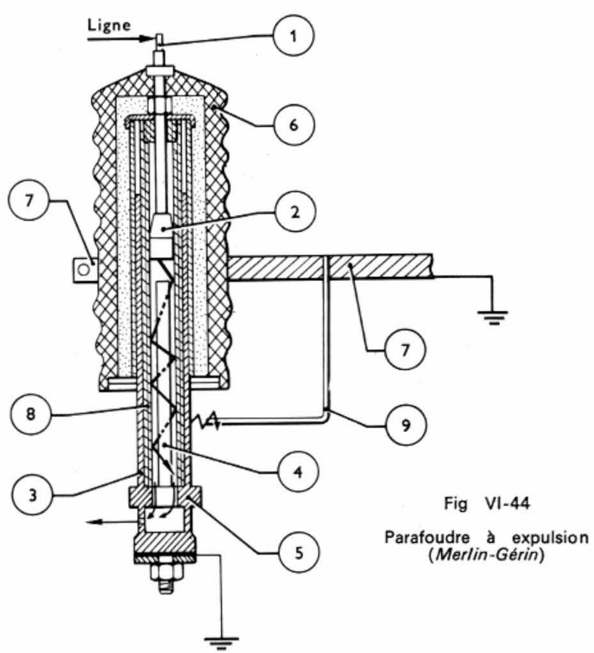


Fig VI-44

Parafoudre à expulsion (*Merlin-Gérin*)

1. Arrivée de la ligne. — 2. Électrode supérieure. — 3. Tube en acier. — 4. Cylindre en fibre gazogène. — 5. Électrode inférieure. — 6. Enveloppe en porcelaine. — 7. Collier-support en acier. — 8. Tube en fibre gazogène. — 9. Électrode

l'éclateur évite de placer le parafoudre en permanence sous tension.

Une onde de surtension provoque l'amorçage d'un arc qui agit sur les parois du tube et il se forme un grand volume de gaz. La détente de celui-ci, par un orifice convenablement placé, assure l'extinction de l'arc.

8.2. Étouffeurs ou étaleurs d'ondes. — Lorsqu'un condensateur (ou une batterie de condensateurs), branché comme un parafoudre, est atteint par une onde de surtension, il absorbe de l'énergie électrique. Elle est transformée en énergie électrostatique (V. t. 1, Électricité, chap. 18) et elle est restituée ensuite sous la forme d'une onde d'amplitude réduite. Une résistance, placée en série avec le condensateur, favorise l'amortissement de l'onde et limite l'intensité du courant de défaut en cas de claquage. Cet appareil peut donc jouer le rôle d'étouffeurs d'ondes. Il en est de même d'une inductance branchée comme un éclateur. Cela explique le nom de *bobine d'écoulement* donné dans ce cas. Cependant, une inductance peut aussi être placée en série avec un conducteur d'une ligne, juste avant l'entrée de celle-ci dans le poste. L'onde de choc ne peut alors atteindre le matériel et le transformateur, car l'inductance limite les variations de l'onde de surtension et, en définitive, provoque un étalement de cette onde de choc. Une bobine *sans fer* est appelée *bobine de choc* (fig. VI-45) ; elle comporte quelques spires et son inductance L est faible à la fréquence nominale. En revanche, dans le cas d'une décharge, à cause de la fréquence élevée de l'onde perturbatrice, cette impédance est très importante et le courant correspondant est donc fortement atténué.

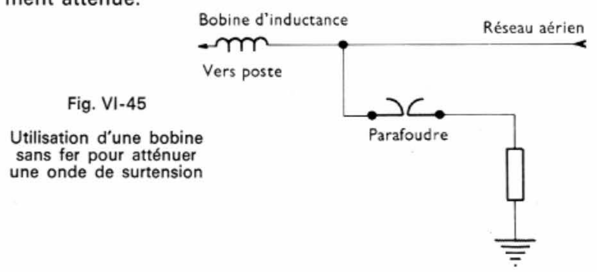


Fig. VI-45

Utilisation d'une bobine sans fer pour atténuer une onde de surtension

Il est intéressant de combiner l'emploi des étaleurs d'ondes avec des parafoudres à l'entrée d'une ligne aérienne dans un poste.

CHAPITRE VII

LES CANALISATIONS

Toute canalisation comporte : des conducteurs pour véhiculer l'énergie, des protections pour la conservation des objets et la sécurité des personnes, des supports et des fixations. Les canalisations sont fixées aux parois, ou aériennes ou souterraines.

Les canalisations sont conçues pour protéger les conducteurs de toutes les contraintes, qu'elles soient mécaniques (chocs, traction, déplacement), physiques (poussières, humidité), chimiques (atmosphères explosives, corrosives), diélectriques (surtensions, charges subites), thermiques (échauffements et refroidissements) ou magnétiques (courants de Foucault).

La nature des conducteurs d'une canalisation et leur degré de protection dépendent notamment des locaux dans lesquels ils sont placés. Dans un but de simplification, ceux-ci ont été classés en tenant compte, d'une part, de leur degré d'humidité et, d'autre part, d'un certain nombre d'autres risques comme le tableau ci-dessous le montre. La dernière colonne de ce tableau comporte les symboles utilisés pour désigner ces risques dans les normes et dans le langage technique.

Le mode de pose est choisi en tenant compte de la tension de service, de la puissance à distribuer, de la nature des appareils à alimenter, de la nature des matériaux à traverser et d'impératifs esthétiques et économiques. Des dispositions pratiques sont prises pour assurer la continuité aussi bien des parties électriques (connexions, raccordements) que des parties mécaniques (manchons, boîtes de raccordements et de dérivation) que de tout ce qui concerne l'isolation (des boîtes et des conducteurs). Les canalisations sont accessibles pour faciliter les vérifications, l'entretien, la localisation des défauts et les modifications ou adjonctions.

Pour éviter des perturbations entre canalisations comportant des conducteurs placés sous des tensions différentes (B.T., H.T., T.B.T., continues ou alternatives), ou entre des canalisations reliées à des récepteurs ayant des fonctions différentes (force motrice, téléphone), ou entre des canalisations électriques et des canalisations affectées à un autre usage (eau, gaz, chauffage central, etc.), les installateurs veillent à bien les séparer. En général, elles

Critère de classification	Désignation des locaux (ou emplacements)	Définition	Exemples	Symbole correspondant
Degré d'humidité	Locaux secs	Locaux qui restent secs en permanence, qui ne présentent pas de dangers particuliers d'incendie ou d'explosion et qui ne contiennent ni poussières abondantes ni vapeurs corrosives	Appartements Locaux commerciaux ou industriels	H0
	Locaux temporairement humides	Locaux pouvant être humides pendant de courtes périodes, mais munis d'une aération	Cuisines ventilées, W.C., Salles de repassage Séchoirs	H1
	Locaux humides	Locaux où l'humidité apparaît sous forme de buée contre les parois, sans imprégnation d'eau de celles-ci	Locaux mal aérés Entrepôts frigorifiques Boucheries Salles de bains	H2
	Locaux mouillés	Locaux dont les parois sont imprégnées d'humidité et où apparaissent de grosses gouttes d'eau de condensation	Buanderies Lavoirs Chambres frigorifiques	H3
	Locaux exposés	Locaux mouillés	Extérieur Terrains de camping	H4
Risques spéciaux	Locaux poussiéreux	Locaux contenant d'abondantes poussières	Chaufferies Filatures Fonderies Entrepôts de plâtre et de ciment	V
	Locaux présentant des risques de corrosion	Locaux qui contiennent des vapeurs corrodant les métaux	Laboratoires de galvanoplastie	W
	Locaux présentant des risques mécaniques	Locaux où l'on craint les chocs	Usines et ateliers divers	X
	Locaux présentant des risques d'incendie	Locaux dans lesquels sont stockées et manipulées des matières facilement inflammables	Menuiseries Papeteries	Y
	Locaux présentant des risques d'explosion	Locaux contenant des matières solides, liquides ou gazeuses susceptibles d'exploser	Poudreries Dépôts d'hydrocarbures Mines Garages Salles d'accus et d'électrolyses	Z

empruntent des fourreaux, des gaines, des galeries ou des conduits différents (norme NF C 15-100).

La classification des canalisations fixées aux parois ne peut être qu'arbitraire et se fait en fonction des protections, de la nature des conducteurs, de la forme de ces conducteurs, du mode de pose. On distingue généralement (norme NF C 15-100) :

— les canalisations en conducteurs isolés, rigides, posés sur isolateurs ;
— les canalisations en conducteurs isolés, rigides, posés sous moulures ;
— les canalisations en conducteurs isolés, rigides, posés sous conduits ;
— les canalisations en câbles cuirassés ;
— les canalisations en câbles isolés sous gaine de protection ;
— les canalisations avec conducteurs blindés à isolant minéral ;
— les canalisations encastrées ;
— les canalisations posées dans le vide des constructions ;
— les canalisations en conducteurs et câbles souples isolés ;
— les canalisations en conducteurs nus posés sur isolateurs ;
— les équipements câblés ;
— les canalisations préfabriquées ;
— les canalisations pour T.B.T.

Les dimensions des conduits et de leurs accessoires sont prévues pour qu'il soit toujours possible d'enlever ou de placer des conducteurs. Pour des raisons de sécurité, un conduit renferme toujours les conducteurs d'un seul circuit d'installation (rappelons que ce terme désigne l'ensemble des matériels électriques d'une installation alimentés par la même source).

Pour éviter un échauffement dangereux, les installateurs évitent de placer un seul conducteur dans un conduit métallique, surtout si ce conducteur est parcouru par un courant alternatif intense. En effet, le champ magnétique produit est la cause de pertes par hystérésis et par courants de Foucault (V. t. 1, Électricité, chap. 25) surtout lorsque les conduits sont en acier (matériau ferromagnétique). Les conduits blindés peuvent être encastrés dans les murs ; les conduits ordinaires peuvent l'être sous certaines réserves. Ces canalisations doivent être distantes d'au moins 3 cm des canalisations d'eau et de gaz (fig. VII-1).

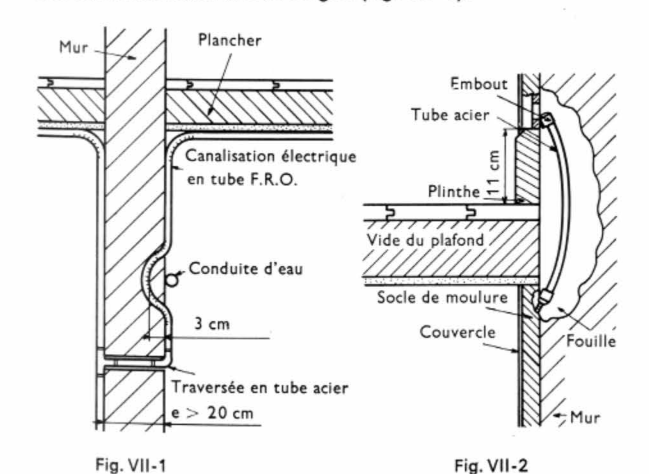


Fig. VII-1

Fig. VII-2

La traversée des parois et des planchers ne nécessite aucune disposition particulière lorsque l'épaisseur n'excède pas 20 cm ; au-delà de cette valeur, la canalisation comporte un tronçon blindé. La protection de la canalisation au ras du plancher est assurée par un tube protecteur faisant saillie hors du plancher d'une hauteur égale à celle de la plinthe (fig. VII-2).

La pose de canalisations dans le vide des plafonds se fait sous conduits blindés si le passage est préparé avant l'exécution du plafond, sous conduits ordinaires (fixés sur le champ des solives) si le passage est exécuté avant le remplissage.

1. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS ISOLÉS, RIGIDES, POSÉS SUR ISOLATEURS

Les conducteurs des séries ordinaires sont utilisés sans protection spéciale si le parcours des canalisations permet de les placer à deux mètres du sol. Ils sont fixés sur des supports isolants (taquets, poulies) en matière stable et non hydrophile (verre, porcelaine, etc.). L'appareillage de connexions ordinaire est utilisable dans les locaux secs. Les raccordements se font par épissures isolées, exécutées le plus près possible d'un support ou d'une attache de façon à empêcher tout contact fortuit avec l'environnement (fig. VII-3).

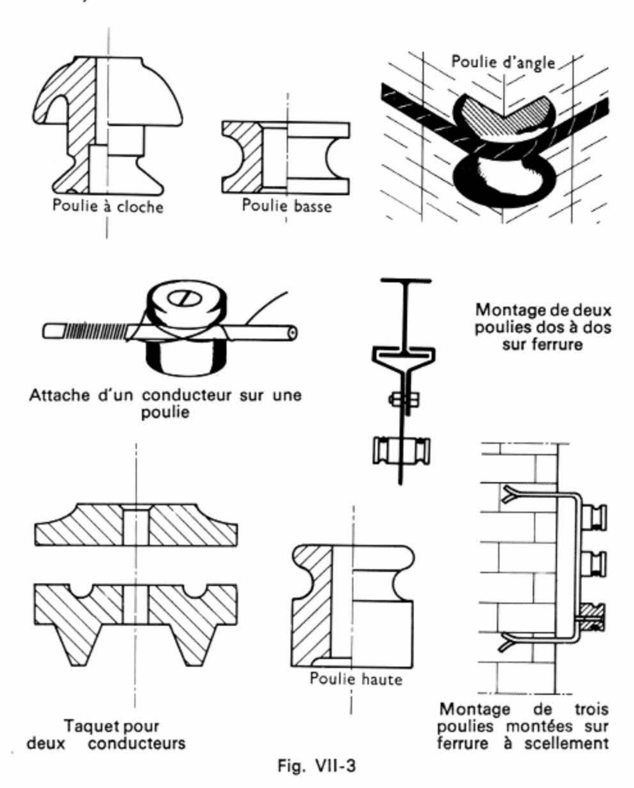


Fig. VII-3

Ces canalisations ont l'avantage d'être très économiques, mais elles sont peu esthétiques. Les risques de destruction sont assez grands, mais elles sont très utiles notamment dans le cas d'installations provisoires.

2. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS ISOLÉS, RIGIDES, POSÉS SOUS MOULURES

Les moulures peuvent être en bois ou en matière plastique :

— *Moulures en bois* (fig. VII-4). Les bois employés sont des résineux (pin et sapin) ; les moulures sont formées d'un couvercle et d'une semelle dans laquelle sont creusées des rainures pouvant recevoir des conducteurs. Les couvercles des moulures ne doivent jamais être recouverts.

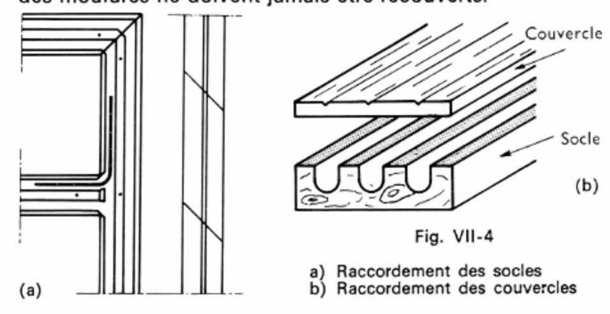


Fig. VII-4

a) Raccordement des socles
b) Raccordement des couvercles

Les dérivations se font par contact à vis ou par épissures ; pour les conducteurs de section supérieure à 10 mm², l'épissure est soudée et isolée.

Les caractéristiques des moulures en bois sont rassemblées dans le tableau suivant (la profondeur d'une rainure est égale à sa largeur) :

(A = largeur de la moulure en millimètres) ;

(B = largeur des rainures en millimètres).

Moulure à deux rainures		Moulure à trois rainures		Moulure à cinq rainures	
A	B	A	B	A	B
23,5	6	35	6	90	10
29	8	43	8	104	12
35	10	52	10	137	15
41	12	61	12	164	20

L'appareillage ordinaire du type protégé en saillie et l'appareillage du type encastré ou semi-encastré sont couramment utilisés.

Les moulures en bois sont interdites dans les locaux mouillés, mais sont admises dans les locaux humides après imprégnation avec un enduit hydrofuge. Ce sont des canalisations très économiques.

— *Moulures en matière plastique.* Ce sont des bandes en matière thermoplastique qui peuvent recevoir deux ou trois conducteurs. Il est possible de les clouer, de les visser et aussi de les coller aux parois. Ces canalisations sont cintrables, à froid. La plupart des accessoires en matière plastique sont analogues à ceux utilisés pour les conduits traditionnels, mais des prises de courant spéciales sont prévues et peuvent se poser par simple encliquetage.
Ces moulures sont employées dans les locaux secs à usage d'habitation ; elles sont économiques et esthétiques, mais assez fragiles et sensibles à l'humidité.

3. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS ISOLÉS, RIGIDES, POSÉS SOUS CONDUITS

Les deux sortes de canalisations qui viennent d'être étudiées n'assurent ni la protection mécanique, ni la protection physique et chimique des conducteurs. Elles ne sont pas utilisables pour des parcours sinueux. Pour ces différentes raisons, d'autres conduits ont été mis au point. Ils sont désignés au moyen de groupes de symboles, chacun d'eux correspondant à une caractéristique ou à une propriété déterminée.

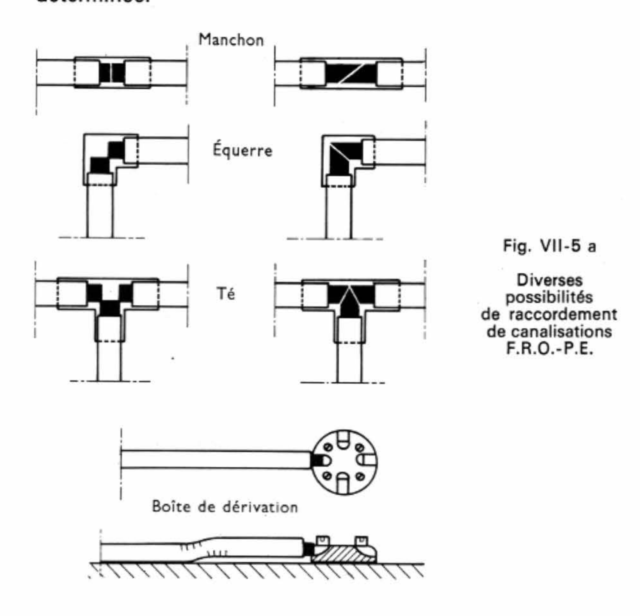


Fig. VII-5 a

Diverses possibilités de raccordement de canalisations F.R.O.-P.E.

Symbole	Conduit
A	résistant aux agents chimiques
B	blindé
C	cintrable
D	déformable
E	étanche
F	à fourreau (isolement intérieur)
I	isolant
M	métallique
O	ordinaire
P	ne propageant pas la flamme
R	rigide
S	souple

Quelques exemples de conduits sont rassemblés dans le tableau suivant :

Désignation	Conduit
F.R.O.	Conduit rigide, ordinaire, isolé par fourreau
F.R.B.	Conduit rigide, blindé, isolé par fourreau
M.R.B.-P.E.	Conduit métallique, rigide, blindé, non propagateur de la flamme et étanche
I.R.O.-A.P.E.	Conduit isolant, rigide, ordinaire, résistant aux agents chimiques, non propagateur de la flamme et étanche
M.C.O.	Tubes métalliques cintrables ordinaires
F.C.O.	Tubes cintrables ordinaires à isolement intérieur
I.C.O.-A.P.E.	Conduit cintrable ordinaire, résistant aux agents chimiques, non propagateur de la flamme et étanche
M.C.B.	Conduit métallique, cintrable, blindé
M.S.O.	Conduit métalique, souple, ordinaire
M.S.B.	Conduit métallique, souple, blindé
F.C.B.	Conduit cintrable, blindé, à isolement intérieur
F.S.O.	Conduit souple, ordinaire, à isolement intérieur
F.S.B.	Conduit souple, blindé, à isolement intérieur

3.1. Canalisations sous tubes rigides, ordinaires, à isolement intérieur (F.R.O.-P.E.).

— Ce sont des canalisations économiques, de mise en œuvre assez facile mais peu esthétiques en montage apparent (fig. VII-5 a, b et c). Elles résistent très peu aux contraintes mécaniques et sont interdites dans les locaux mouillés, dans ceux qui présentent des risques d'explosion et dans les chaufferies.

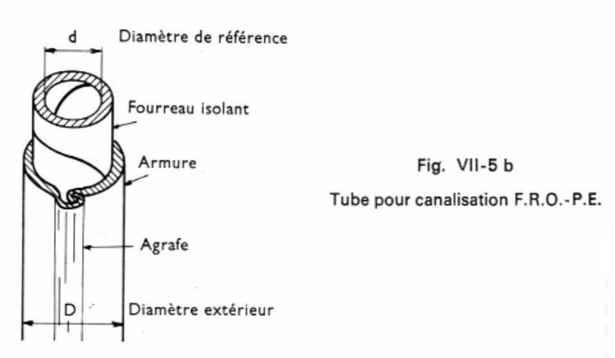


Fig. VII-5 b

Tube pour canalisation F.R.O.-P.E.

Fig. VII-5 c — **Chaîne de fabrication du tube F.R.O.**

3.2. Canalisations sous conduits métalliques, rigides, blindés (M.R.B.). — Ce sont des tubes en acier doux, émaillés intérieurement et extérieurement. Ils sont utilisés lorsqu'une protection mécanique est nécessaire. Leur mise en œuvre est assez difficile et ils exigent un entretien constant, surtout dans les locaux humides. Ils sont de plus en plus remplacés par des câbles protégés ou des canalisations préfabriquées.

3.3. Canalisations en conducteurs isolés, posés sous conduits isolants, rigides, ordinaires (I.R.O.-A.P.E.). — Le conduit est en polychlorure de vinyle (fig. VII-6) ; il satisfait à toutes les conditions de protection qu'un conduit doit assurer aux conducteurs. Comme ce matériau thermoplastique devient malléable vers 110 à 130 °C, il est très facile de lui donner la forme désirée. Il

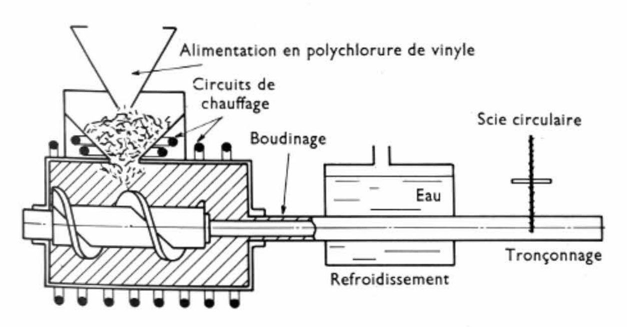


Fig. VII-6 — **Fabrication des conduits en polychlorure de vinyle** (*I.R.O.-A.P.E.*)

peut être cintré à froid ou à chaud (une chaufferette spéciale, à flamme molle, ou un générateur de rayons infrarouges peuvent être utilisés pour le chauffer).

Le conduit I.R.O. est insensible à la lumière, inodore, ininflammable et inattaquable. Il évite une mise à la masse fortuite des conducteurs et réduit les risques d'électrocution et de court-circuit. Les pertes magnétiques et les phénomènes d'électrolyse sont éliminés. Il est utilisable dans la plupart des locaux, notamment dans les locaux mouillés (sous réserve d'étanchéité) et dans ceux qui contiennent des vapeurs corrosives ; il n'est interdit que dans les locaux qui présentent des risques d'explosion.

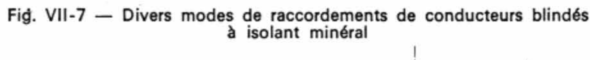
4. CANALISATIONS EN CÂBLES CUIRASSÉS

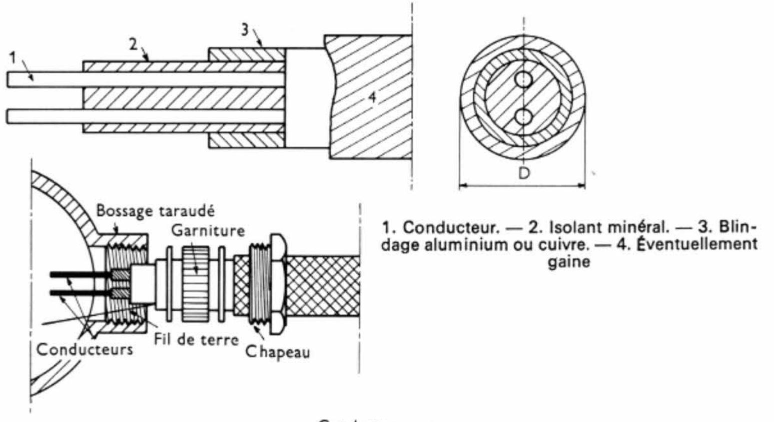
Les câbles cuirassés (U-500 VGZ, U-500 VOZ, U-500 VGZV) sont de véritables canalisations, car ils comportent à la fois les conducteurs et leurs protections ; ils sont utilisés lorsqu'une pose rapide est recherchée. Le rayon de cintrage d'un câble cuirassé doit être supérieur à six fois son diamètre. La fixation se fait par attaches, colliers et brides, comme pour les autres canalisations. Les accessoires sont les mêmes que ceux des tubes F.R.O. mais avec des orifices adaptés.

Les câbles cuirassés peuvent être placés dans les locaux humides et les locaux mouillés, dans le vide des constructions, mais il est interdit de les encastrer.

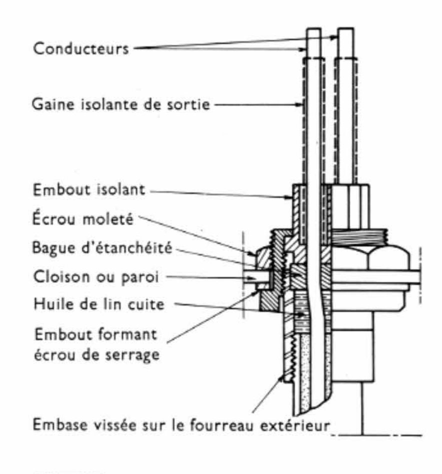
5. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS ISOLÉS SOUS GAINE DE PROTECTION

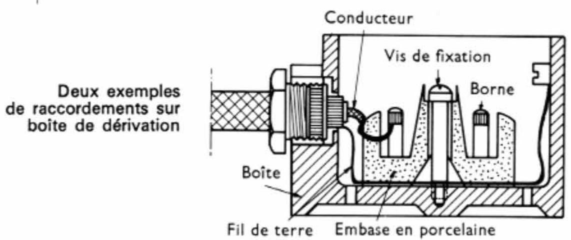
Pour qu'une canalisation soit étanche et protégée contre les agents extérieurs, il est possible d'utiliser des conducteurs entourés d'une gaine de protection. Pour l'isolement, elle est en PCV ; contre l'eau, le gaz et les poussières, elle est en plomb ; pour obtenir une bonne résistance mécanique, elle est en feuillard d'acier. Les câbles U-500 VGV, U-500 VGPV, U-500 VGPFV représentent quelques exemples de câbles utilisés dans des installations. Leur pose est souvent simplifiée par l'emploi de chemins de câbles.


Fig. VII-7 — Divers modes de raccordements de conducteurs blindés à isolant minéral



1. Conducteur. — 2. Isolant minéral. — 3. Blindage aluminium ou cuivre. — 4. Éventuellement gaine

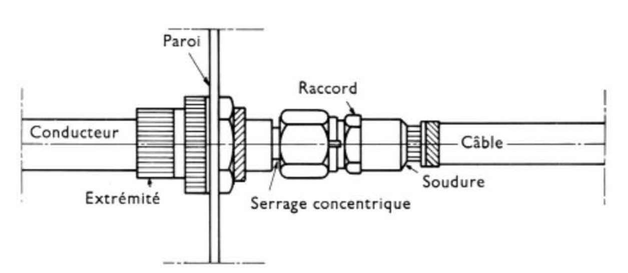




Deux exemples de raccordements sur boîte de dérivation

Passage d'un milieu dans un autre lorsque, dans ces milieux, les risques supportés par les conducteurs sont différents

1. Conducteurs. — 2. Embout isolant. — 3. Cloison. — 4. Embout formant presse-étoupe. — 5. Bague d'étanchéité



Raccordement en prolongement
1. Embout. — 2. Raccordement. — 3. Cylindre protecteur isolant. — 4. Manchon de raccordement. — 5. Vis du presse-étoupe

6. CONDUCTEURS BLINDÉS À ISOLANT MINÉRAL

Un conducteur blindé à isolant minéral comporte :

— une ou plusieurs âmes en cuivre ou en aluminium ;

— un bourrage isolant minéral (poudre de magnésie) formant avec les conducteurs un ensemble cylindrique ininflammable ;

— une gaine métallique de protection, en cuivre ou en aluminium ;

— éventuellement, une gaine supplémentaire ou un enduit résistant aux hautes températures (fig. VII-7).

Ces canalisations résistent particulièrement bien aux températures élevées et elles sont utilisables dans les locaux présentant des risques d'incendie. Elles conviennent pour toute installation ne présentant pas de risques d'attaque par des vapeurs corrosives. Sous certaines réserves, elles peuvent être encastrées. Il est absolument indispensable de manchonner les extrémités de ces câbles pour éviter l'introduction d'eau dans l'isolant.

7. CANALISATIONS ENCASTRÉES

Ces canalisations sont soumises aux mêmes règles que les canalisations fixées aux parois. Il faut cependant rappeler que les gaines et conduits d'aluminium sont interdits en traversées de paroi comportant du plâtre ou du ciment (corrosion chimique). Tout raccordement ou changement de direction doit être fait en dehors d'une traversée de paroi. Les changements de direction sont exécutés avec des cintres de grand rayon ; les tés et coudes sont interdits s'ils ne possèdent pas de couvercles démontables et s'ils ne sont pas accessibles. Il en est de même pour les boîtes de raccordements. L'appareillage ordinaire est utilisable avec ces canalisations.

En général, les conduits sont blindés et, sous certaines réserves, ils peuvent être des conduits ordinaires. Ils sont intéressants pour des raisons esthétiques, notamment dans les habitations et les locaux à usage commercial.

8. CANALISATIONS POSÉES DANS LE VIDE DES CONSTRUCTIONS

Les espaces creux destinés à recevoir une canalisation doivent avoir une section au moins égale à quatre fois celle des conduits. Les espaces peuvent être ménagés dans les murs lors de la construction ; ils peuvent aussi être constitués par les parties creuses des huisseries métalliques si celles-ci sont fermées (sinon les canalisations électriques doivent être constituées par des conducteurs isolés posés sous conduits). Ce mode de pose n'est pas admis pour les plinthes creuses et il est déconseillé dans les parois chauffantes si la répartition des températures, à l'intérieur des parois, n'est pas connue.

Les conduits ordinaires sont utilisés le plus souvent possible. Cependant, il faut des conduits blindés si la canalisation se poursuit en montage encastré exigeant un tel conduit en dehors du vide de construction.

La facilité du travail à réaliser fait que cette technique est très économique.

9. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS SOUPLES

Ces canalisations sont nécessaires lorsqu'un conducteur doit subir des pliages répétés, par exemple, parce qu'il assure le raccordement d'un appareil mobile et d'une canalisation fixe. De plus, chaque fois qu'il est indispensable d'utiliser des conducteurs protégés et d'une grande souplesse, ces canalisations se révèlent très intéressantes. Parmi les exemples typiques d'utilisations, nous pouvons citer les

câbles pendentifs d'ascenseurs et les conducteurs pour les nombreux appareils domestiques.

Conducteurs ou câbles	Risques supportés	Principaux appareils pour lesquels ces câbles sont recommandés
U-1000 SC12N	H4 W V X Y Z	Cuisinières, outils portatifs, lampes-baladeuses, pompes, machines à laver, appareils utilisés à l'extérieur
U-500 SC1N	H4 V W Y	Fours, réchauds, radiateurs, lampes-baladeuses, petits outils portatifs
U-500 SV1V	H4 V W Y	Aspirateurs, cireuses, réfrigérateurs, machines à laver à chauffage électrique
U-500 SV0V	H4 V W Y	
U-500 SV1C	H3 V	Machines à laver, cuisinières, aspirateurs, cireuses, réfrigérateurs
U-250 SVM U-250 SCM	H2 V H2 V	Petits appareils domestiques, mélangeurs, sèche-cheveux, couvertures chauffantes, ventilateurs, lampes portatives, récepteurs radiophoniques et de télévision
U-250 SCOT	H1	Fers à repasser, bouilloires, petits réchauds
U-250 SCT	H0	Appareils d'éclairage

Les tresses métalliques sont nécessaires lorsqu'il faut assurer des continuités de conduction entre conducteurs dont l'un est solidaire d'un organe fixe et l'autre solidaire d'un organe mobile (fig. VII-8).

10. CANALISATIONS EN CONDUCTEURS NUS POSÉS SUR ISOLATEURS OU SUPPORTS ISOLANTS OU ISOLÉS

Les conducteurs sont en cuivre ou en aluminium (ou alliages), de sections rectangulaires, rondes ou tubulaires.

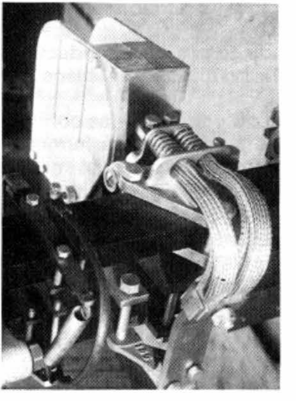


Fig. VII-8

Leur écartement dépend de la tension (effet couronne), de l'intensité du courant (c'est-à-dire des conditions d'échauffement et des efforts électrodynamiques).

Ces canalisations sont utilisées dans les installations comportant des appareils mobiles à raccorder par contacts glissants, dans le cas de courants très intenses et également en moyenne, haute et très haute tension. Elles peuvent être placées dans des locaux où règnent des températures élevées. Dans tous les cas, elles doivent se trouver hors de portée des personnes. Elles sont interdites dans les écuries, granges et dans les locaux présentant des risques d'explosion et d'incendie.

11. CÂBLAGE DES ÉQUIPEMENTS

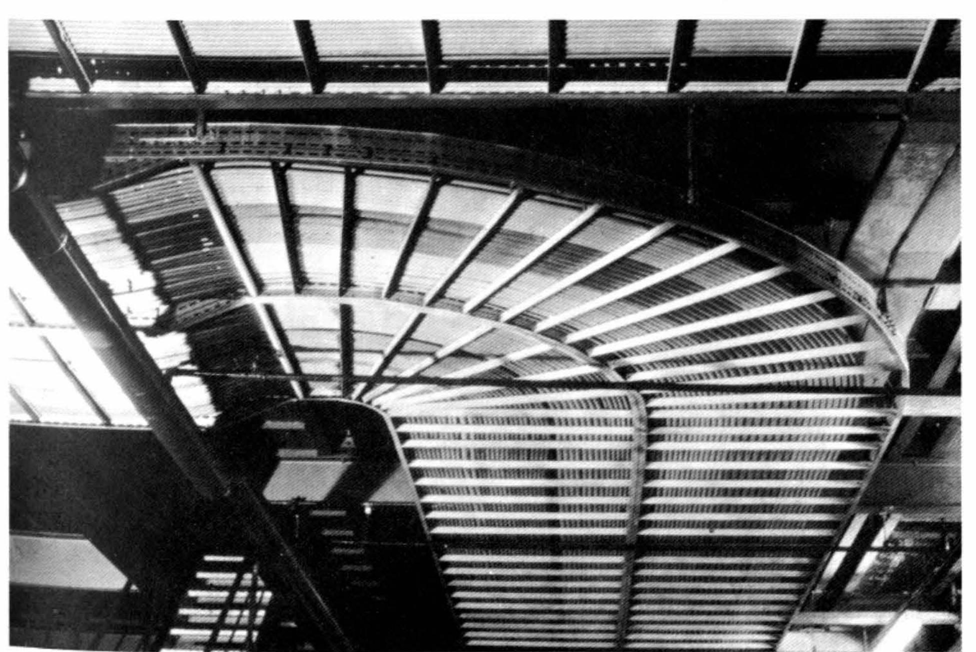
Le *câblage* est l'opération qui consiste à relier entre eux différents appareils d'un équipement électrique montés sur une platine, un châssis ou un tableau. Les différentes liaisons doivent être réalisées de façon que la pose soit rapide et rationnelle, la vérification aisée, l'exploitation facile et l'identification des appareils immédiate.

Le câblage traditionnel, dit « en nappes », est peu à peu abandonné au profit du câblage en torons ou en vrac dans une goulotte avec repérage des embouts par couleurs et étiquettes.

Différentes sortes de câblages peuvent être distinguées :

— Le *câblage en nappes serrées :* les conducteurs sont placés les uns à côté des autres; il est utilisé pour des raisons esthétiques.

— Le *câblage en nappes sur supports de fileries :* les conducteurs sont placés dans des réglettes où sont aménagées des alvéoles; les utilisations sont les mêmes



Câblage des conducteurs en nappes (*Aluminium français*)

que dans le cas précédent, mais le refroidissement des conducteurs est mieux assuré ici.

— Le *câblage en faisceaux ou torons :* les conducteurs sont rassemblés en forme de boudin ; ce câblage est rapide et économique.

— Le *câblage en caniveaux ou goulottes :* les conducteurs sont logés dans des goulottes ajourées, à fermeture à glissière. Ce câblage, très rapide, est de plus en plus utilisé pour la réalisation d'armoires d'équipement électrique.

On utilise des conducteurs rigides, isolés, pour le câblage en nappes et des conducteurs souples pour les autres formes de câblage. Le raccordement des conducteurs est assuré au moyen de divers dispositifs (bornes à vis, plaquettes, œillets, cosses, clips).

12. CANALISATIONS PRÉFABRIQUÉES

Dans les ateliers qui sont susceptibles d'être modifiés fréquemment, le câblage traditionnel est remplacé par des canalisations préfabriquées, avec dérivations amovibles, qui se montent et se démontent instantanément.

Une canalisation comporte essentiellement des conducteurs, des supports isolants, un blindage (sous forme de gaine ou caisson), des accessoires de fixation et de raccordement. Le long des murs ou sur des poteaux est prévu le passage d'une gaine métallique contenant les conducteurs. Ces canalisations sont d'un montage aisé et rapide et sont incombustibles.

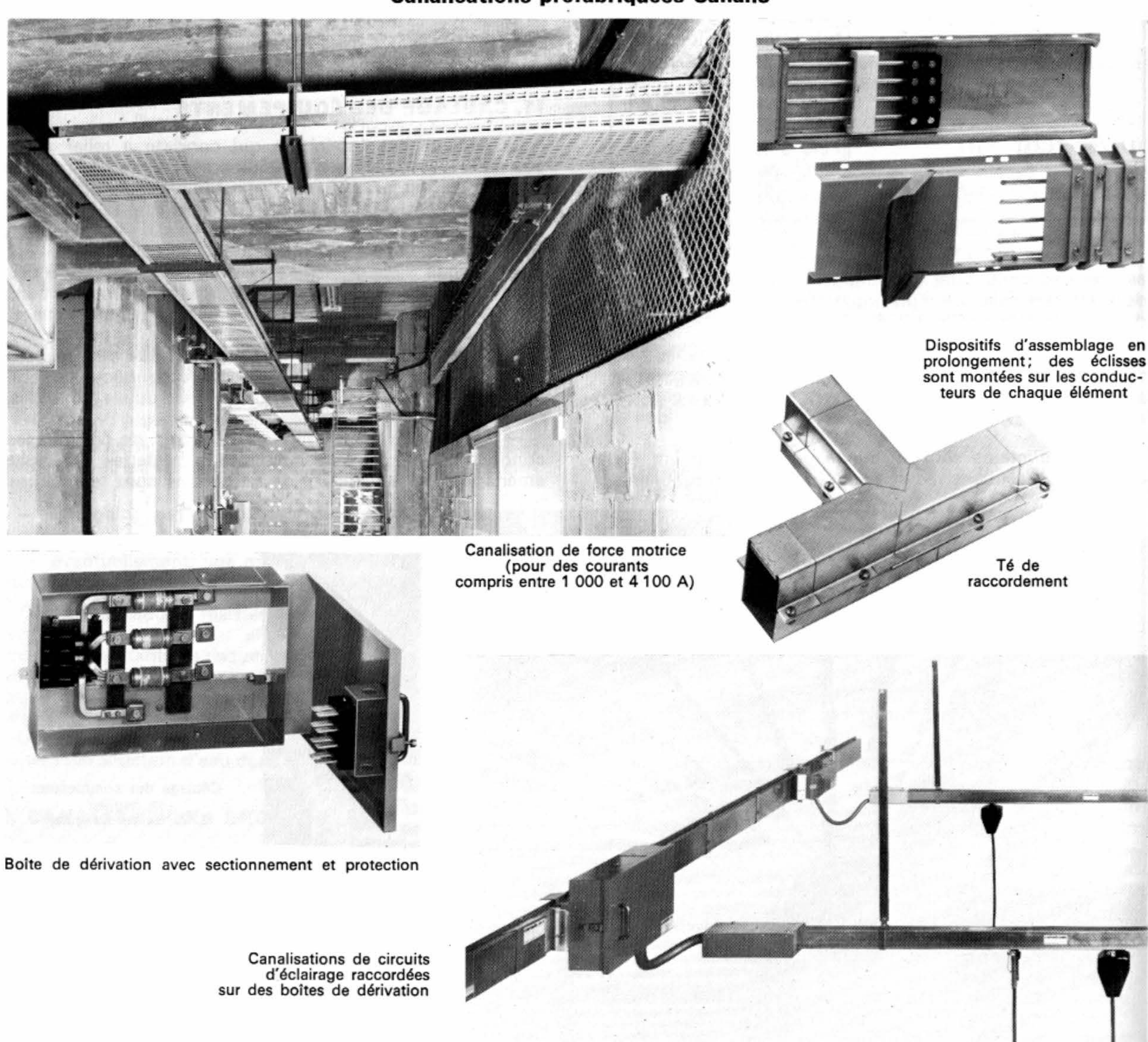
Dans les immeubles, les colonnes montantes préfabriquées peuvent être installées dans une gaine verticale prévue dans la maçonnerie. Cette gaine joue le rôle d'organe de protection si la colonne n'est pas placée dans un caisson d'acier. Les accessoires sont les mêmes que pour les canalisations préfabriquées.

13. CANALISATIONS POUR INSTALLATIONS EN T.B.T.

Ces canalisations concernent les installations intérieures de téléphonie, de sonnerie, d'alarme et de signalisation. Elles supportent des tensions relativement faibles et sont traversées par des courants peu intenses.

Elles sont définies par le nombre de paires de conducteurs qu'elles admettent. Leur protection électrique est à base de coton, de papier ou de matière thermoplastique. Elles sont protégées par une gaine de plomb ou de polychlorure de vinyle. Les courants et tensions étant du même ordre de grandeur qu'en téléphonie, il est commode d'utiliser les conducteurs et accessoires conçus pour les installations intérieures de téléphonie.

Canalisations préfabriquées Canalis



Dispositifs d'assemblage en prolongement ; des éclisses sont montées sur les conducteurs de chaque élément

Canalisation de force motrice (pour des courants compris entre 1 000 et 4 100 A)

Té de raccordement

Boîte de dérivation avec sectionnement et protection

Canalisations de circuits d'éclairage raccordées sur des boîtes de dérivation

(*La Télémécanique électrique*)

CHAPITRE VIII

LES INSTALLATIONS

Les installations sont étudiées en tenant compte des impératifs d'ambiance et d'exploitation. L'installateur veille à respecter l'esthétique des locaux ou du paysage tout en tenant compte des règles et recommandations des normes. En effet, en première nécessité, l'installation doit assurer la sécurité des utilisateurs. Pour cette raison d'ailleurs, elle doit être établie, entretenue et vérifiée régulièrement par un personnel qualifié.

1. DISPOSITIONS GÉNÉRALES

1.1. Partie d'installation comprise entre le réseau de distribution et le départ vers les circuits d'utilisation. — Dans cette partie (fig. VIII-1 a, b, c et d), l'installateur veille à éviter toute cause de perturbation dans le fonctionnement général de la distribution publique. Toutes dispositions sont prises pour éliminer les risques de danger pour les personnes chargées de l'exploitation, de la vérification et de l'entretien du réseau de distribution (M.T. ou B.T.). Des *arrêtés* et des *cahiers des charges* définissent sans ambiguïté les différentes servitudes.

Il est nécessaire de respecter de nombreuses règles, notamment celles qui concernent :

— le choix et la section des conducteurs (V. chap. 3) ;

— la nature et le mode de pose des canalisations et des appareils (V. chap. 7).

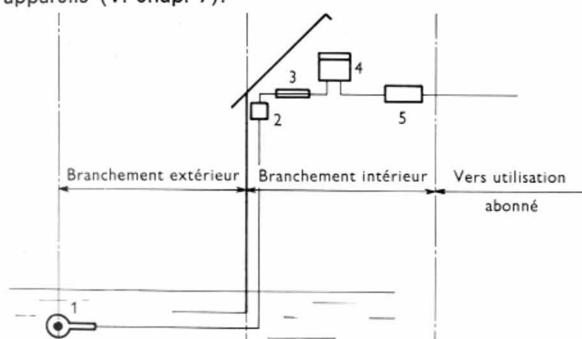


Fig. VIII-1 a — Branchement d'abonnés B.T. — 1. Canalisation souterraine 2. Raccordement. — 3. Coupe-circuit à fusibles plombé. — 4. Compteur. 5. Protection de l'abonné (disjoncteur différentiel)

1.2. Distribution « intérieure ». — L'installation est conçue de façon à réaliser les meilleures conditions d'exploitation et d'entretien possibles. Les différentes utilisations (éclairage, chauffage, force motrice, etc.) sont réparties en tenant compte de la nécessité de limiter les effets des perturbations et en ménageant des possibilités de localisation des défauts.

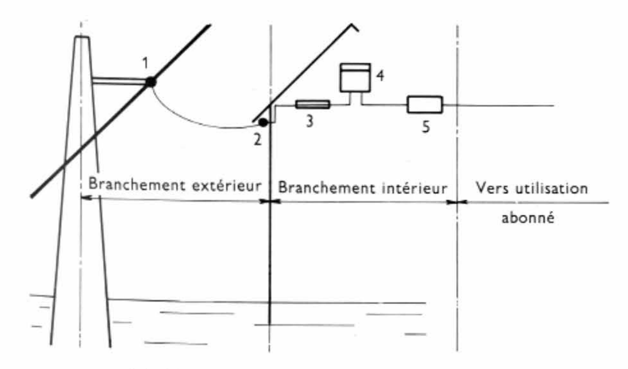


Fig. VIII-1 b — Branchement d'abonnés B.T. 1. Canalisation aérienne. — 2. Raccordement. — 3. Coupe-circuit à fusibles plombé. — 3. Coupe-circuit à fusibles pour l'extérieur, type « violon ». — 4. Compteur. — 5. Protection de l'abonné (disjoncteur différentiel)

Une protection unique (même dans un petit logement) laisserait toute l'installation en défaut lors d'un court-circuit, par exemple, aussi, l'installateur subdivise-t-il les départs vers les différentes utilisations afin de limiter les effets des perturbations. La pratique professionnelle a conduit à adopter les dispositions suivantes (norme NF C 15-100) :

— Pour l'éclairage et les petits appareils électrodomestiques, il est prévu un groupe de protection (coupe-circuit ou disjoncteur) par surface de 50 m². En ce qui concerne les *petits logements*, il est préférable de répartir les utilisations sur au moins deux circuits.

— Les prises de courant sont disposées sur deux circuits différents au moins.

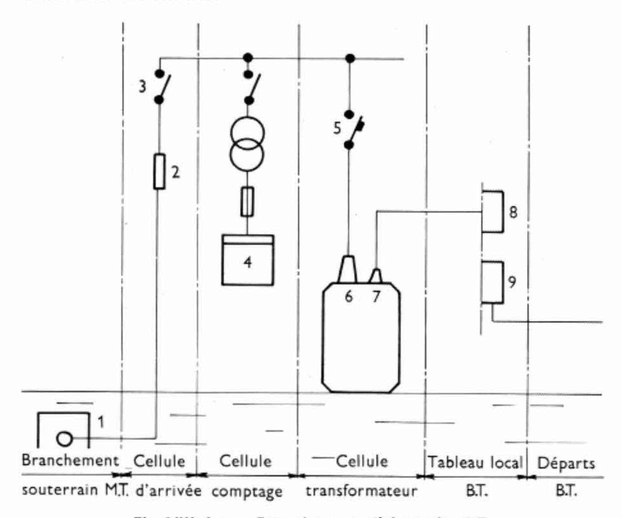


Fig. VIII-1 c — Branchement d'abonnés M.T. 1. Raccordement. — 2. Boîte d'extrémité. — 3. Sectionneur d'arrivée. — 4. Cellule de comptage. — 5. Disjoncteur. — 6. Arrivée M.T. — 7. Départ B.T. — 8 et 9. Coupures et protections B.T.

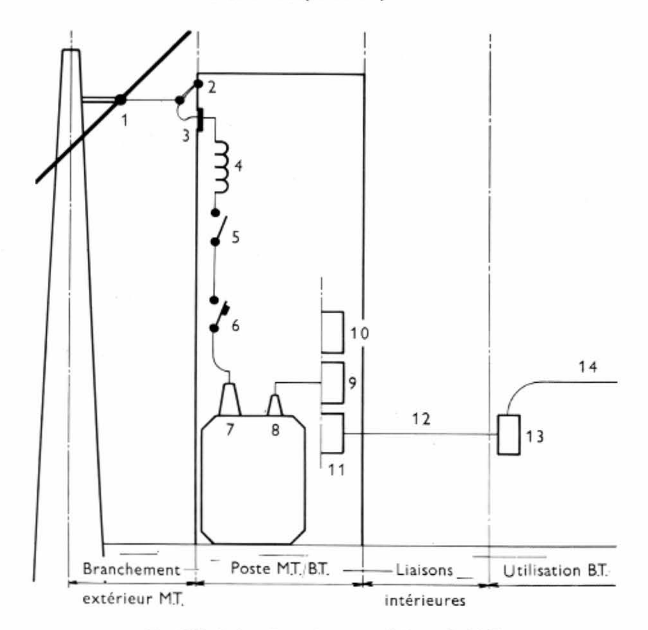


Fig. VIII-1 d — Branchement d'abonnés M.T. 1. Raccordement. — 2. Ancrage. — 3. Disques de passage. — 4. Inductances de choc. — 5. Sectionneur à coupure visible. — 6. Coupure et protection. — 7. Arrivée M.T. — 8. Départ B.T. — 9, 10 et 11. Comptage B.T. — 12. Liaisons B.T. — 13. Coupures et protections. — 14. Départ B.T.

— Dans les locaux présentant des risques particuliers, les circuits d'utilisation sont indépendants (ils sont coupés et protégés *séparément*).

— Une canalisation particulière (avec coupure et protection) est nécessaire pour alimenter les appareils de plus grande consommation (chauffe-eau, cuisinières, radiateurs, etc.) ou pour ceux qui comportent des moteurs (machines à laver, par exemple).

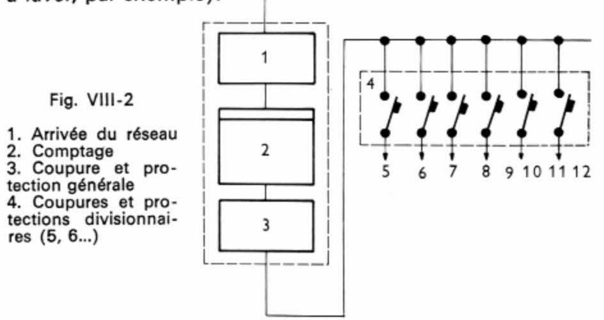


Fig. VIII-2

1. Arrivée du réseau
2. Comptage
3. Coupure et protection générale
4. Coupures et protections divisionnaires (5, 6...)

— Une même ligne est utilisée pour alimenter des appareils de même nature ou de même consommation (éclairage ; fig. VIII-2).

— Une canalisation ne doit pas desservir plus de huit à dix points d'utilisation.

2. REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DES INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES

Des dessins complets d'installation électrique (avec les détails de tous les organes constitutifs) sont trop complexes à établir et à lire. Il a été nécessaire d'adopter une représentation graphique simplifiée, appelée *schéma de l'installation*. Un schéma comporte :

— des *traits* qui figurent les conducteurs, les liaisons mécaniques, les interdépendances entre organes ;

— des *symboles* qui représentent les différents organes : machines tournantes, transformateurs, redresseurs, appareils divers ;

— des *repères* qui permettent d'identifier les *organes* de l'installation (ainsi que leur fonction et les grandeurs d'influence éventuellement), les *conducteurs* et les *bornes* où doivent aboutir les divers conducteurs.

Un schéma permet de comprendre le fonctionnement d'une partie ou de l'ensemble de l'installation, de voir les liaisons et les relations entre les appareils.

2.1. Normalisation. — Les différents éléments utilisés pour réaliser les schémas électriques sont normalisés (fig. VIII-3) (V. t. 1, Électricité, chap. 1 et t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 2).

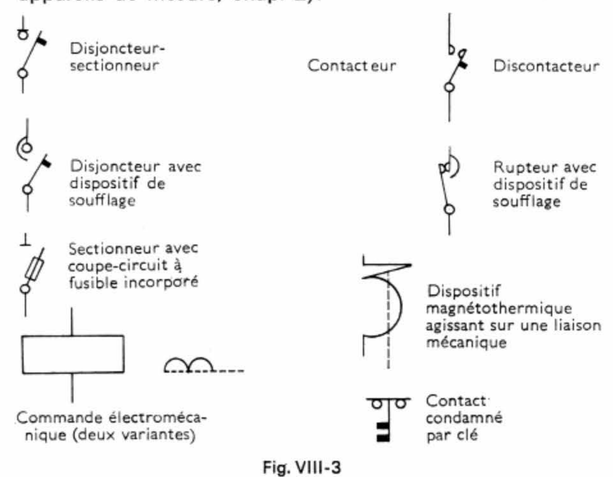


Fig. VIII-3

Différentes sortes de schémas sont utilisables. Nous illustrerons les diverses possibilités à l'aide d'un exemple : l'installation d'un moteur asynchrone triphasé avec démarreur étoile-triangle (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 12).

Il peut être établi des *schémas explicatifs* appelés, selon la représentation adoptée :

— **schéma fonctionnel** (fig. VIII-4) : les éléments sont représentés par des symboles ou figures simplifiés pour donner une idée de la constitution générale et du fonctionnement de l'installation ;

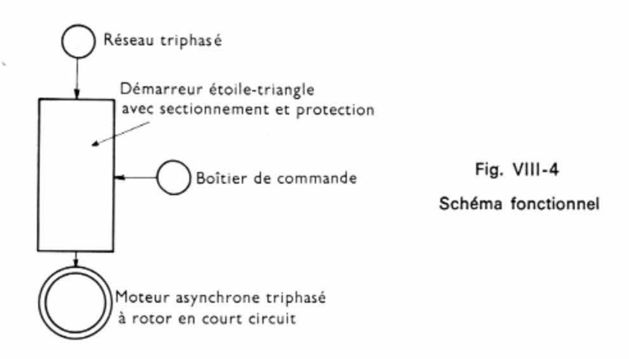


Fig. VIII-4

Schéma fonctionnel

— **schéma architectural** (fig. VIII-5) : c'est un plan architectural sommaire sur lequel est indiqué l'emplacement approximatif des appareils (de commande, d'utilisation) et éventuellement leurs interdépendances ;

Démarreur étoile-triangle avec sectionnement et protection

Moteur asynchrone triphasé à rotor en court-circuit

Boîtier de commande

Réseau triphasé

Fig. VIII-5 — Schéma architectural

— **schéma développé** (fig. VIII-6) : des symboles sont utilisés pour représenter tous les appareils et conducteurs nécessaires au fonctionnement de l'installation ou d'une partie d'installation. En général, il définit parfaitement, et d'une manière dépouillée, le fonctionnement complet. Il ne tient aucun compte de l'emplacement des matériels et canalisations ;

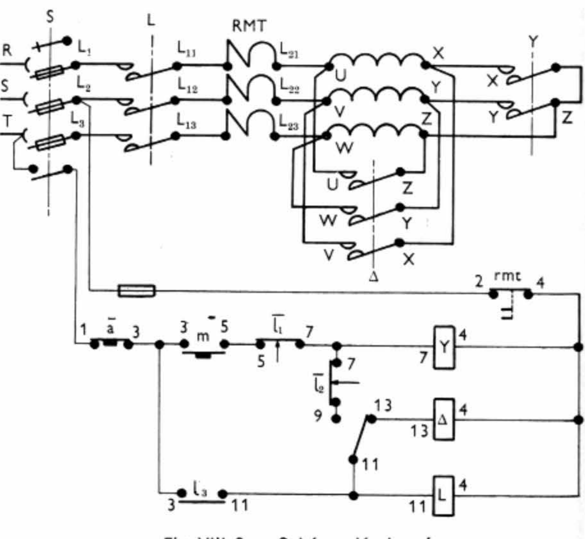


Fig. VIII-6 — Schéma développé

— **schéma des circuits assemblés** (fig. VIII-7) : il définit également l'installation et son fonctionnement mais d'une manière encore plus concrète. La disposition géométrique des appareils et la topographie des lieux d'installation ne sont pas obligatoirement respectées ;

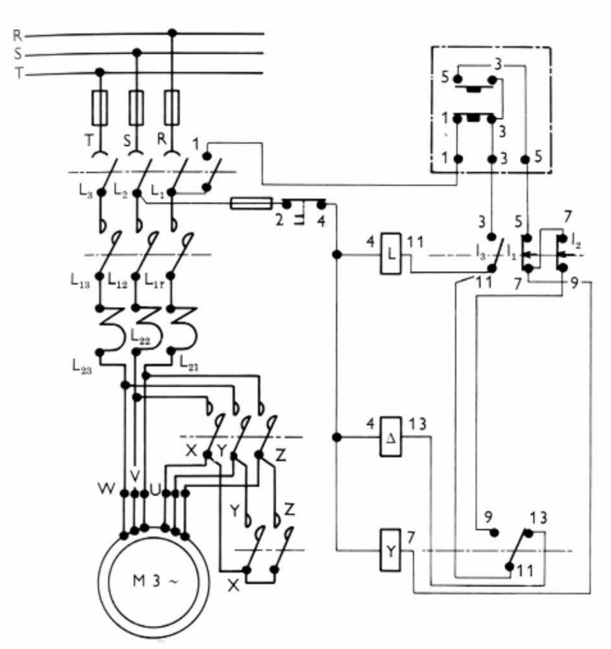


Fig. VIII-7 — Schéma des circuits assemblés

— **schéma mixte :** les deux représentations précédentes sont associées. Souvent, les circuits de puissance sont représentés selon un schéma en circuits assemblés et les circuits de commande selon un schéma développé.

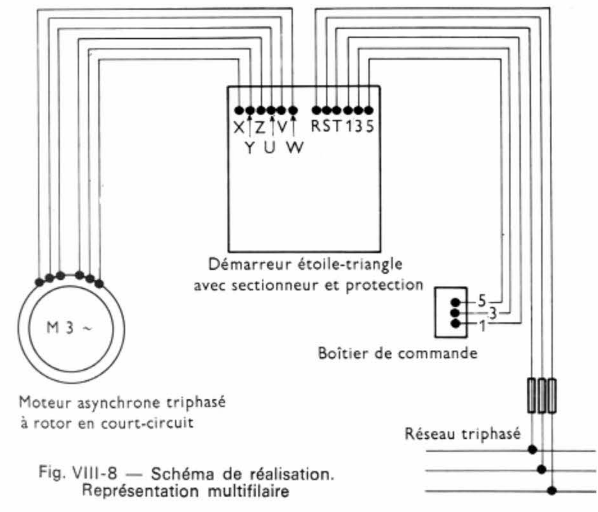


Fig. VIII-8 — Schéma de réalisation. Représentation multifilaire

Des *schémas de réalisation* sont aussi utilisés. La représentation est dite *multifilaire* (fig. VIII-8) si chaque conducteur est figuré par un trait. Elle est dite *unifilaire* si l'ensemble des conducteurs d'une canalisation est représenté par un trait unique (fig. VIII-9). Ces schémas donnent généralement tous les renseignements nécessaires à la réalisation et les emplacements exacts des appareils et canalisations ; ils peuvent même se présenter sous forme de dessins cotés.

2.2. Indications complémentaires. — Une installation est parfaitement définie lorsque le schéma complet porte les spécifications de toutes les canalisations et appareils de connexion, de protection, de commande de sectionnement, etc. Par ailleurs, un devis descriptif doit préciser les caractéristiques techniques et réglementaires de

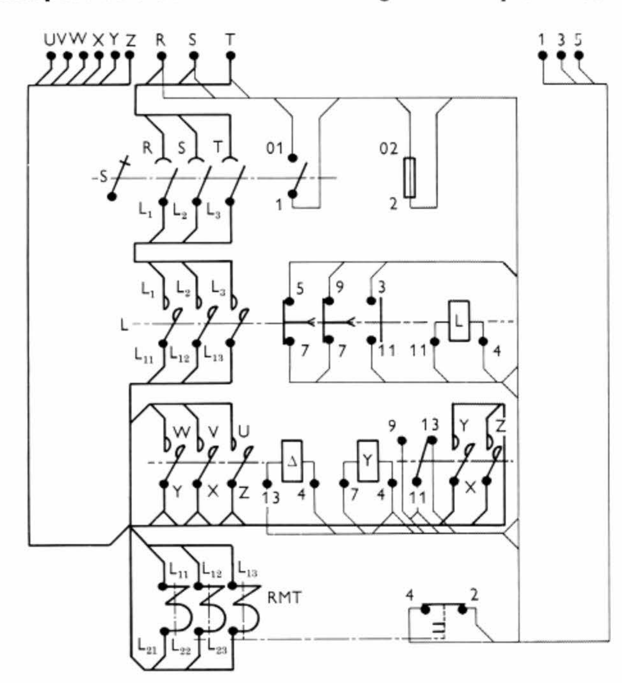


Fig. VIII-9 — Schéma de réalisation. Représentation unifilaire

toute l'installation depuis le réseau jusqu'à chaque appareil d'utilisation.

Lorsque le plan unifilaire est établi et que les intensités des courants circulant dans chacun des conducteurs sont définies par leur valeur de fonctionnement, il est possible :

— de rechercher la nature des protections ainsi que le mode de pose en tenant compte des règles de l'art (esthétique, économique, etc.) ;

— de déterminer les calibres, les protections des appareils et des appareillages en tenant compte notamment des normes concernant la *construction*, l'*installation*, la *sécurité* des usagers ;

— de calculer la section des divers conducteurs (V. chap. 3).

Ainsi, tous les points d'utilisation peuvent être portés sur un plan architectural et, pour chacun d'eux, il est possible de préciser :

— la nature du courant et la tension ;
— la puissance absorbée ;
— le régime du service (intermittent, continu) ;
— le mode de raccordement et de sectionnement ;
— les protections (et notamment la protection électrique).

3. INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

Une installation industrielle (sauf si elle est très petite) est alimentée à partir d'un réseau M.T. (15 kV ou 20 kV) ou quelquefois H.T. (63 kV). Dans le cas des usines très importantes, l'installation comporte une cellule de livraison M.T. ou un poste de livraison à plusieurs cellules.

3.1. Conditions d'alimentation. — En France, Électricité de France exerce ses activités de distributeur d'énergie électrique sous le régime juridique de la concession. Sa qualité de concessionnaire d'un service public lui confère des droits et des obligations qui sont définis dans un cahier des charges.

La tension normale d'alimentation (M.T. ou H.T.) est la plus basse des tensions prévues au cahier des charges pour la zone où se trouve le client et les deux conditions suivantes doivent être réunies :

— la puissance souscrite au point de livraison doit être inférieure à un maximum M exprimé en kilowatts ;

— le produit de cette puissance et de la distance, exprimé en kilomètres, du poste de l'abonné à l'ouvrage É.D.F. sous la tension immédiatement supérieure, doit être plus petit qu'un seuil S.

À chaque tension correspondent des valeurs *M* et *S* fixées par le cahier des charges. Pour la tension de 20 kV (qui est substituée progressivement aux moyennes tensions utilisées actuellement), ces valeurs sont : $M = 10\,000$ kW et $S = 25\,000$ kW/km. Au-delà de ces limites, l'abonné relève de la tension immédiatement supérieure qui est en général 63 kV (c'est le cas de seulement 1 % environ des industries).

3.2. Conduite d'un projet d'installation

3.2.1. Puissance à souscrire. — Pour déterminer la puissance à souscrire, on fait la somme des puissances demandées par les différents points de consommation en procédant par estimation pour ceux qui ne sont pas encore connus ou qui pourront être ajoutés par la suite. Les régimes de fonctionnement des différents récepteurs aident à déterminer la puissance probable de pointe, à partir de laquelle on peut fixer la puissance à souscrire à É.D.F., et la tension d'alimentation.

La somme des puissances à transporter au moyen des canalisations secondaires détermine la section de la canalisation générale B.T. et, éventuellement, le transformateur installé à l'origine de celle-ci.

3.2.2. Schéma. — Les points de consommation sont précisés sur un plan, ainsi que les intensités des courants probables en chacun d'eux (et le régime de fonctionnement). Sur ce plan, peut être tracé un schéma unifilaire. Sur chaque trait, on peut reporter l'intensité efficace du courant pouvant passer dans les conducteurs de la canalisation.

Divers modes de distribution peuvent être adoptés :

— en simple dérivation sur un seul poste avec un seul transformateur (fig. VIII-10 a) ;

— en dérivations multiples sur un seul poste avec un seul transformateur (fig. VIII-10 b) ;

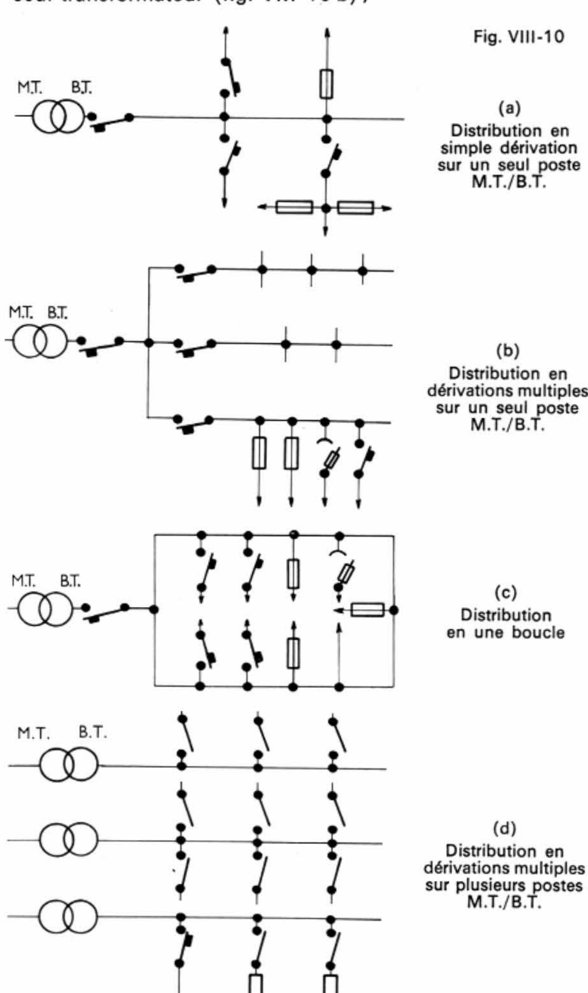


Fig. VIII-10

(a) Distribution en simple dérivation sur un seul poste M.T./B.T.

(b) Distribution en dérivations multiples sur un seul poste M.T./B.T.

(c) Distribution en une boucle

(d) Distribution en dérivations multiples sur plusieurs postes M.T./B.T.

— en une ou plusieurs boucles (fig. VIII-10 c) ;

— en dérivations multiples sur plusieurs postes M.T./B.T. (fig. VIII-10 d).

Le choix est évidemment d'une très grande importance aussi bien pour l'exploitation que pour le prix de revient. En effet, c'est lui qui détermine le nombre et la section des canalisations, ainsi que le nombre et le calibre des appareils de sectionnement, de commande, de protection. Evidemment, il faut que la section de la canalisation générale ne dépasse pas une valeur compatible avec le calibre du disjoncteur d'amont qui limite la puissance appelée et qui protège la source en cas de courts-circuits sur cette canalisation. En B.T., la limite du calibre d'un tel disjoncteur dépend surtout du matériel disponible dans le commerce. Selon la puissance de court-circuit à couper et selon le prix d'achat de l'appareil, l'installateur choisit de placer une ou deux canalisations pour un même groupe de récepteurs.

Les modes de distribution proposés ont des utilisations différentes. Le schéma en simple dérivation est intéressant pour une petite usine. Le schéma à dérivations multiples convient bien pour l'alimentation de plusieurs ateliers séparés ou pour de nombreux points de faible consommation à l'intérieur d'un même atelier. Cette disposition est peu économique à l'achat, mais elle offre un grand avantage : les différentes canalisations sont autonomes. Elle peut s'avérer rentable en exploitation car les travaux d'entretien, de réparation, de modification sont exécutables durant l'horaire de production. C'est la disposition la plus utilisée. Le schéma en boucle permet une économie de cuivre (en général, la section de la boucle est uniforme) et donc de canalisation. Il présente un inconvénient grave : toute l'installation est mise hors tension en cas de déclenchement et surtout en cas d'avarie du disjoncteur général. On élimine en partie ce risque en utilisant des protections échelonnées (dites sélectives) contre les courts-circuits (V. ci-après) et aussi en prévoyant des sectionnements sur la boucle elle-même. Le sectionnement d'une partie de la boucle permet d'utiliser le reste de celle-ci en puissance réduite.

Aussi bien pour l'exploitation que pour l'identification des circuits et la sécurité, il est nécessaire de subdiviser l'installation. Cela peut être réalisé à partir du tableau général B.T. ou à partir des tableaux divisionnaires en tenant compte de la nature des récepteurs : canalisations d'éclairage, canalisations de force motrice, canalisations de fours, etc. Des subdivisions peuvent également être prévues à l'intérieur même d'un atelier. Ainsi, en cas de défaut, il n'est pas nécessaire d'arrêter tout un atelier pour une réparation. Cependant, il faut noter que des dispositifs de sectionnement, judicieusement disposés, peuvent rendre le même service.

Le plus souvent, ce sont les canalisations préfabriquées qui sont utilisées pour l'équipement des installations industrielles. Elles sont préférées pour la distribution dans les ateliers, du fait de la souplesse des solutions qu'elles offrent tant au montage qu'en exploitation. Ces avantages l'emportent sur le prix de revient de premier établissement.

L'appareillage est choisi en tenant compte des intensités des courants nominaux et de celles des courants de court-circuit lorsqu'il s'agit d'appareils de protection. Il est nécessaire de tenir compte des diverses contraintes propres à chaque local pour déterminer les différentes protections physiques. Le matériel débrochable est préféré ; il peut être souvent groupé en caissons (ou blocs).

4. PROTECTION SÉLECTIVE DANS LES INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

L'arrêt intempestif d'un récepteur pouvant être dangereux ou présenter des conséquences économiques fâcheuses, l'installation est étudiée avec le souci d'assurer la continuité de l'exploitation. La protection sélective est prévue en tenant compte des problèmes d'exploitation : la sélectivité des protections est *effective* si tout défaut survenant en un point quelconque du réseau est éliminé par l'appareil placé directement en amont de ce défaut (fig. VIII-11). La sélectivité est *totale* si cette condition est vérifiée pour toute valeur du courant de défaut inférieure ou égale à la valeur du courant de court-circuit possible au point considéré.

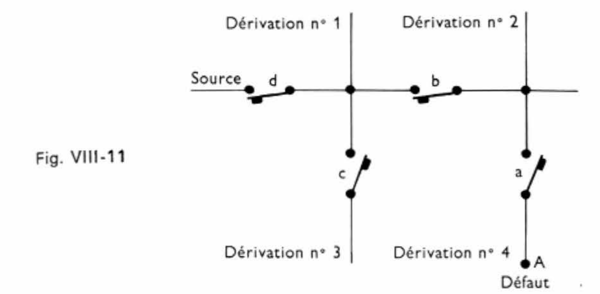


Fig. VIII-11

La protection sélective adoptée dépend des caractéristiques du réseau, des spécifications des appareils de protection et de leur comportement (notamment de leur temps de réponse selon la valeur du courant de défaut.

4.1. Sélectivité ampèremétrique. — Différentes solutions ont été adoptées pour obtenir la sélectivité ; l'une d'entre elles consiste à utiliser des seuils de réglage en intensité pour les déclencheurs des différents disjoncteurs (sélectivité ampèremétrique).

— *Cas de deux appareils rapides (dits à déclenchement instantané) en série* (fig. VIII-12). Connaissant approximativement les intensités des courants de court-circuit susceptibles de circuler en *A* et en *B*, on choisit le seuil de réglage du disjoncteur *a* suffisamment grand pour qu'un

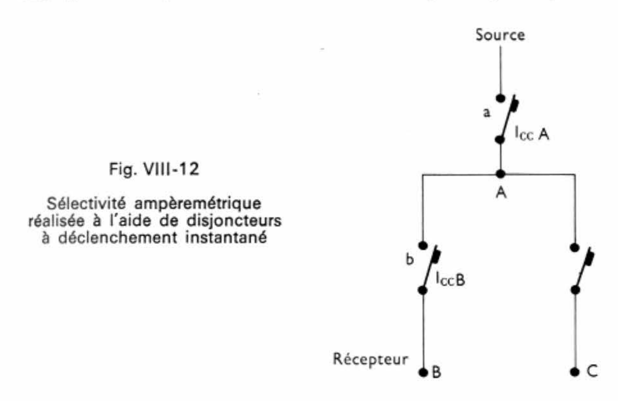


Fig. VIII-12

Sélectivité ampèremétrique réalisée à l'aide de disjoncteurs à déclenchement instantané

court-circuit en aval de *B* n'entraîne pas le déclenchement de *a*. Évidemment, cette sélectivité ampèremétrique n'est utilisable que si le courant de court-circuit en *A* est plus grand que celui en *B*.

— *Cas d'un disjoncteur limiteur en aval.* Le disjoncteur *a* étant le même que précédemment, on peut protéger la canalisation *B* au moyen d'un disjoncteur rapide limiteur ou d'un coupe-circuit à fusible à grand pouvoir de coupure.

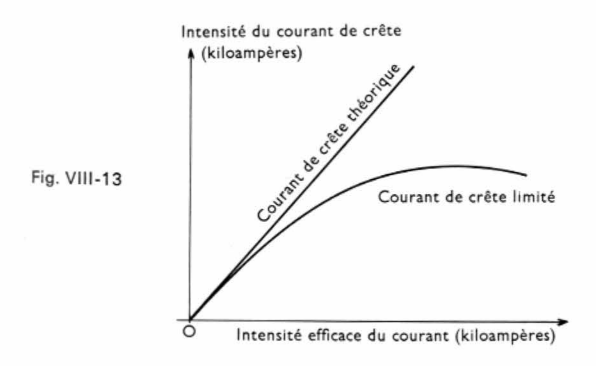


Fig. VIII-13

En cas de court-circuit, le disjoncteur limiteur évite que le courant de crête ne dépasse une valeur déterminée (fig. VIII-13) ; c'est celle-ci qui influence l'appareil a. Il en est de même si l'on place en *B* un coupe-circuit à fusible permettant de limiter le courant de crête.

4.2. Sélectivité chronométrique. — Dans ce cas, on agit sur les temps de réglage des déclencheurs. Lorsque des disjoncteurs sont en série (fig. VIII-14), tout disjoncteur *b*, en aval d'un autre *a*, intervient avant que celui-ci n'ait été sollicité. Cette protection est sélective quand les durées totales des interventions des appareils placés en série sont échelonnés de telle sorte que l'appareil qui déclenche est

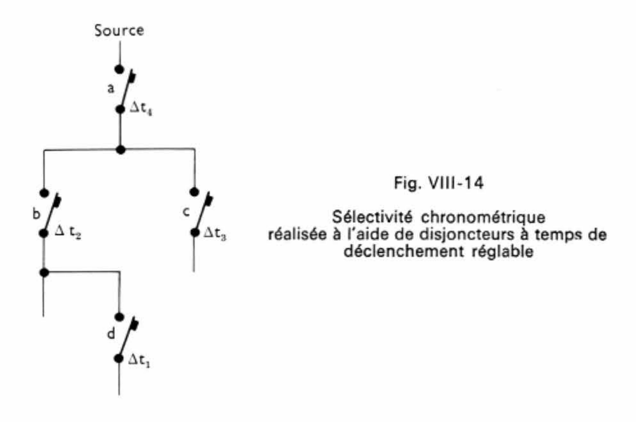


Fig. VIII-14

Sélectivité chronométrique réalisée à l'aide de disjoncteurs à temps de déclenchement réglable

toujours le plus proche de la perturbation. Évidemment, au-delà d'une certaine limite, en cas de court-circuit, il y a risque de destruction de l'appareil en amont.

5. PROTECTION DIFFÉRENTIELLE DANS LES INSTALLATIONS INDUSTRIELLES

5.1. Emploi de disjoncteurs à relais différentiels (V. chap. 6). — Ils sont utilisés conjointement avec des dispositifs spéciaux de coupure automatique pour la protection des travailleurs (V. fig. VI-37 et VI-38).

5.2. Protection différentielle longitudinale. — Elle est surtout utilisée pour protéger les alternateurs et les transformateurs et éviter les effets destructeurs d'un court-circuit interne. Le dispositif mis en œuvre permet de comparer, en permanence, les courants en deux points différents (entrée et sortie par exemple) du générateur ou du transformateur à protéger.

Par exemple, des transformateurs de courant sont montés en série dans les circuits en amont et en aval de la machine

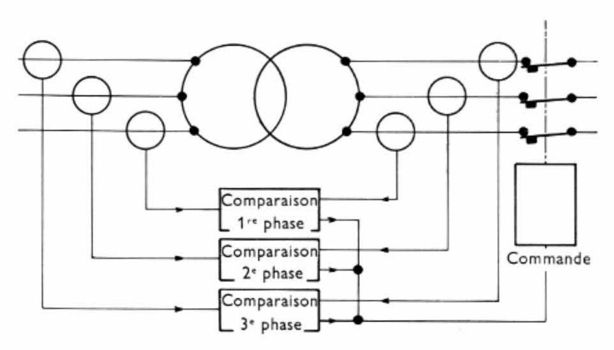


Fig. VIII-15 — Protection différentielle d'un transformateur

ou du transformateur à protéger (fig. VIII-15). Rappelons que le courant secondaire d'un transformateur de courant est proportionnel au courant primaire (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8). Par un choix judicieux du matériel, il est possible d'obtenir que les courants secondaires de deux transformateurs placés sur les conducteurs correspondant à la même phase, soient égaux en l'absence de défaut. S'ils sont utilisés pour provoquer l'excitation d'un relais, il est facile de faire en sorte que leurs effets s'annulent. Il n'en est plus de même en cas de défaut et le circuit de comparaison provoque alors le déclenchement d'un disjoncteur.

5.3. Protection différentielle transversale (fig. VIII-16). — Ce mode de protection est utilisable chaque fois que des circuits en parallèle sont en présence (par exemple,

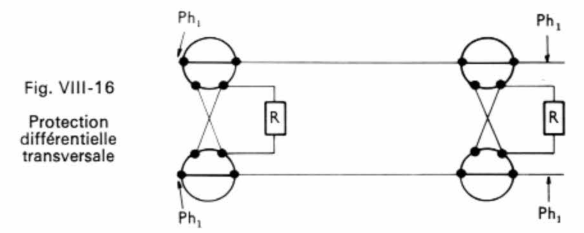


Fig. VIII-16

Protection différentielle transversale

un alternateur qui débite sur deux circuits en parallèle). Les courants dans deux phases homologues des deux lignes sont comparés et, en cas de déséquilibre (dû à un défaut), le courant résultant provoque le fonctionnement d'un relais *R*. Il s'agit d'un relais *ampèremétrique* ou *balance* (V. t. 2, Relais) qui commande la coupure d'un disjoncteur.

6. INSTALLATIONS DANS LES IMMEUBLES ET LOCAUX À USAGE D'HABITATION

L'alimentation des immeubles et des locaux à usage d'habitation se fait généralement en courants alternatifs triphasés (220/380 volts) de fréquence 50 Hz.

Dans les installations d'immeubles on peut considérer trois sortes d'ouvrages, les *branchements*, les *installations intérieures* d'abonnés, les *services communs* collectifs.

6.1. Branchement. — Un branchement est limité en amont par le point de raccordement sur le réseau aérien ou souterrain et en aval par l'appareil de coupure et de protection générale qui se trouve juste après le compteur de l'abonné.

Un branchement peut comporter tout ou partie des éléments suivants (fig. VIII-17) :

— un *tronçon commun* qui peut desservir plusieurs colonnes ou dérivations ;

— un *pied de colonne* généralement matérialisé par un coffret contenant des coupe-circuit à fusibles (fig. VIII-18) ;

— une *colonne* (montante ou descendante) qui dessert les dérivations individuelles ou collectives ;

— des *dérivations collectives* qui alimentent plusieurs abonnés ;

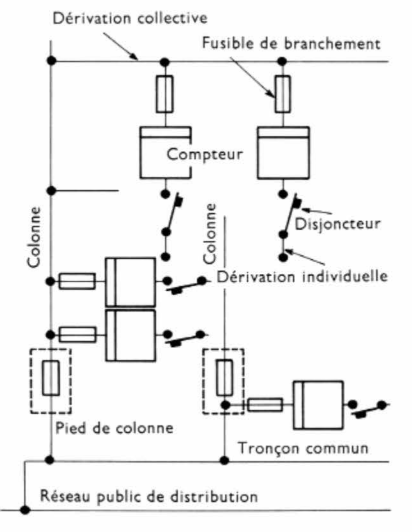
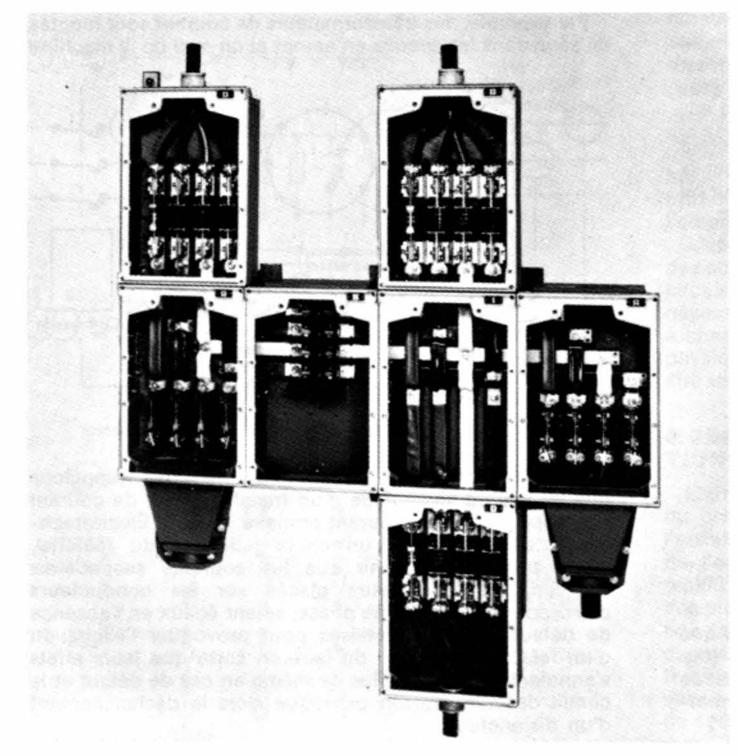


Fig. VIII-17

Schéma d'un branchement d'immeuble

— des *dérivations individuelles* propres à chaque abonné.

Les colonnes sont reliées soit directement au réseau, soit au jeu de barres du poste de transformation de l'immeuble lorsqu'il n'y a qu'une seule colonne, soit au tronçon commun lorsqu'il y a plusieurs colonnes dans l'immeuble. Les colonnes peuvent être des canalisations traditionnelles avec conducteurs en cuivre isolés ou des câbles multiconducteurs. L'utilisation de câbles au papier imprégné est cependant exclue à cause de la dénivellation (la matière d'imprégnation risque de se déplacer). Les conducteurs d'une colonne sont raccordés à chaque étage à des distributeurs séparés qui alimentent les dérivations collectives ou individuelles. On réalise aussi des colonnes en canalisations préfabriquées constituées de barres de cuivre ou d'aluminium, isolées ou non, disposées dans des enveloppes elles-mêmes préfabriquées. Ces canalisations se présentent en éléments tout montés, ayant la hauteur d'un étage ; elles contiennent l'appareillage nécessaire aux dérivations collectives et individuelles, y compris les coupe-circuit à fusibles (fig. VIII-19). Dans certains éléments préfabriqués, les barres sont coulées dans du béton isolant ; les densités de courant admissible dans les conducteurs sont ainsi plus importantes.



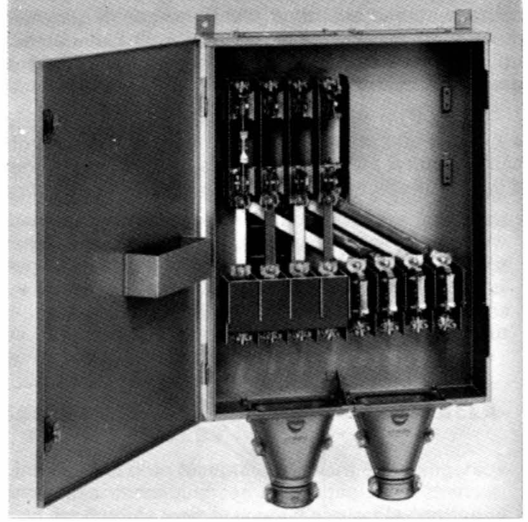


Fig. VIII-19 — Coffret en tôle de passage en coupure (*Manufacture d'appareillage électrique de Cahors*)

Fig. VIII-18 — Exemple d'ensembles blindés en polyester pour l'alimentation d'habitations (*Manufacture d'appareillage électrique de Cahors*)

Dans les immeubles, les colonnes sont contenues dans une gaine spéciale, prévue à la construction sur toute la hauteur du bâtiment jusqu'au dernier étage habitable inclus; les compteurs et l'appareillage des dérivations individuelles sont aussi placés dans cette gaine. Certains « blocs-compteurs » préfabriqués (fig. VIII-20) contiennent les distributeurs d'étage des colonnes, les fusibles de dérivation, les panneaux supportant les compteurs et éventuellement l'horloge ou le relais de commutation de changement de tarif avec les circuits pilotes correspondants. Cette gaine peut également contenir les canalisations collectives de mise à la terre et celles desservant les services généraux de l'immeuble (éclairage général, alimentation principale des ascenseurs, sonneries, minuteries et commandes de portes) et une colonne pilote pour la commande des compteurs à tarifs multiples ou des dispositifs pour utilisation en heures creuses (V. t. 2, Relais).

Une *dérivation collective* est raccordée à une colonne, mais ne comporte pas de fusibles de dérivation. C'est un prolongement de colonne. Une canalisation établie au der-

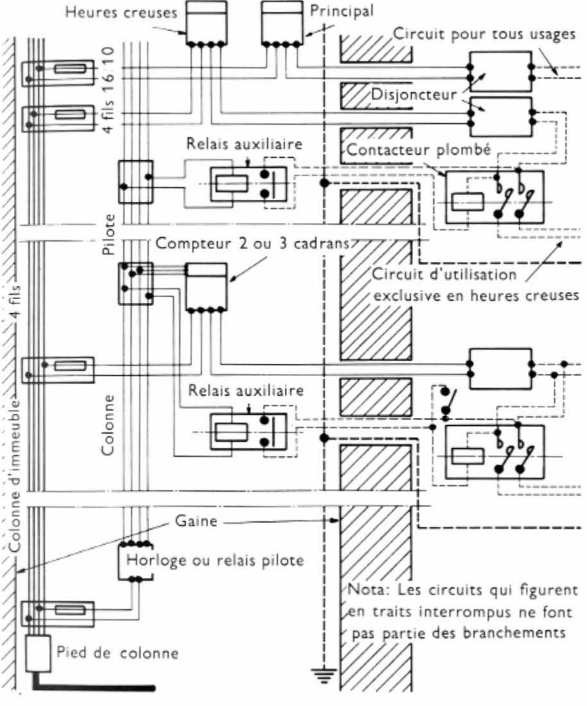


Fig. VIII-20

nier étage d'un immeuble pour alimenter des chambres (chacune par une dérivation individuelle) est un exemple de dérivation collective.

Une *dérivation individuelle* est une dérivation qui part d'une canalisation collective et qui alimente une seule installation intérieure d'abonné. Elle est formée de deux conducteurs (installations domestiques) ou de quatre conducteurs (cas où la puissance souscrite est assez grande, supérieure à 6 kW par exemple). En partant de la colonne, chaque dérivation comporte:

— un jeu de coupe-circuit à fusibles largement calibrés, protégeant le branchement contre les courts-circuits;

— un panneau supportant les compteurs et, éventuellement, un relais auxiliaire lorsque la colonne pilote commande un contacteur de blocage placé dans l'installation intérieure de l'abonné. Pour les dérivations sur colonnes, les panneaux de comptage peuvent être avantageusement intégrés à la colonne sous forme de « blocs-compteurs », ce qui réduit l'encombrement de l'ensemble;

— un disjoncteur à relais différentiel qui est l'appareil général de commande et de protection de l'installation intérieure de l'abonné. Cet appareil est toujours placé dans les locaux d'habitation, car il doit être à portée de la main de l'usager pour pouvoir être manœuvré en cas d'urgence.

Les conducteurs de ces dérivations sont toujours en cuivre, même s'ils sont issus d'une colonne en aluminium.

Pour permettre la tarification pour usages exclusifs en heures creuses, l'abonné dispose d'un deuxième branchement complet; il est mis automatiquement en service aux heures voulues au moyen d'un contacteur commandé par le circuit pilote.

L'abonné qui souscrit un contrat à tarifs multiples n'a besoin que d'un seul branchement comportant un compteur unique à deux ou trois tarifs. Le circuit de lecture de chacun de ces tarifs est commuté par le circuit pilote.

En ce qui concerne les dérivations des services généraux des immeubles, il faut distinguer les services généraux d'éclairage et ceux de force motrice (fig. VIII-21). Ces derniers servent pour alimenter les moteurs des ascenseurs,

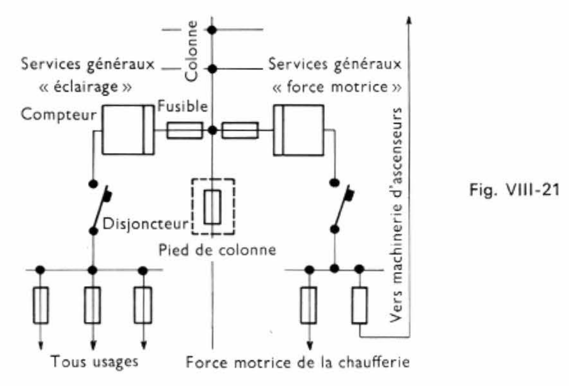


Fig. VIII-21

la chaufferie, etc. Cette dérivation est toujours issue d'un point de la canalisation collective proche du pied de colonne, afin que les appels de courants au moment des démarrages des moteurs ne provoquent pas de chutes de tension gênant les utilisateurs.

Remarque : Les branchements individuels comprennent les mêmes éléments que les dérivations individuelles sur colonne, mais ils sont directement issus du réseau aérien ou du réseau souterrain.

6.2. Installations intérieures d'abonnés. — Elles font suite aux branchements individuels ou dérivations individuelles. Elles comprennent:

— les canalisations et l'appareillage nécessaire à l'abonné pour desservir les appareils d'éclairage et ceux d'usage domestique;

— les canalisations de mise à la terre et d'équipotentialité des masses métalliques accessibles, lorsque ce mode de protection par mise à la terre est requis.

La réglementation applicable aux installations intérieures d'abonnés est essentiellement la norme NF C 15-100 et les décrets et arrêtés en vigueur. Une installation peut être garantie conforme lorsqu'elle est exécutée par une entreprise agréée par l'organisme Qualifelec (celui-ci est placé sous l'autorité d'un conseil comprenant des représentants de l'ordre des architectes, d'É.D.F., des fédérations nationales des installateurs électriciens). Un organisme, dénommé « Consuel », délivre les certificats de conformité avant mise en service (Service national, 52-54, bd Malesherbes, Paris 8e, possédant des organismes régionaux).

Dans toute installation intérieure, à la sortie du disjoncteur différentiel, est placé un tableau de répartition comportant les départs des circuits principaux et leurs protections. En général, un emplacement est réservé pour des extensions ultérieures.

Dans les cas les plus simples, un seul tableau peut supporter tout l'appareillage: compteur, disjoncteur, protections diverses. Comme ce tableau sert à la fois à l'installation intérieure et au branchement, conformément aux normes, il doit permettre la libre disposition des appareils situés en aval du disjoncteur sans qu'il soit nécessaire de déplomber les parties du disjoncteur qui doivent rester inaccessibles. L'accès aux parties sous tension des canalisations amont doit également rester impossible.

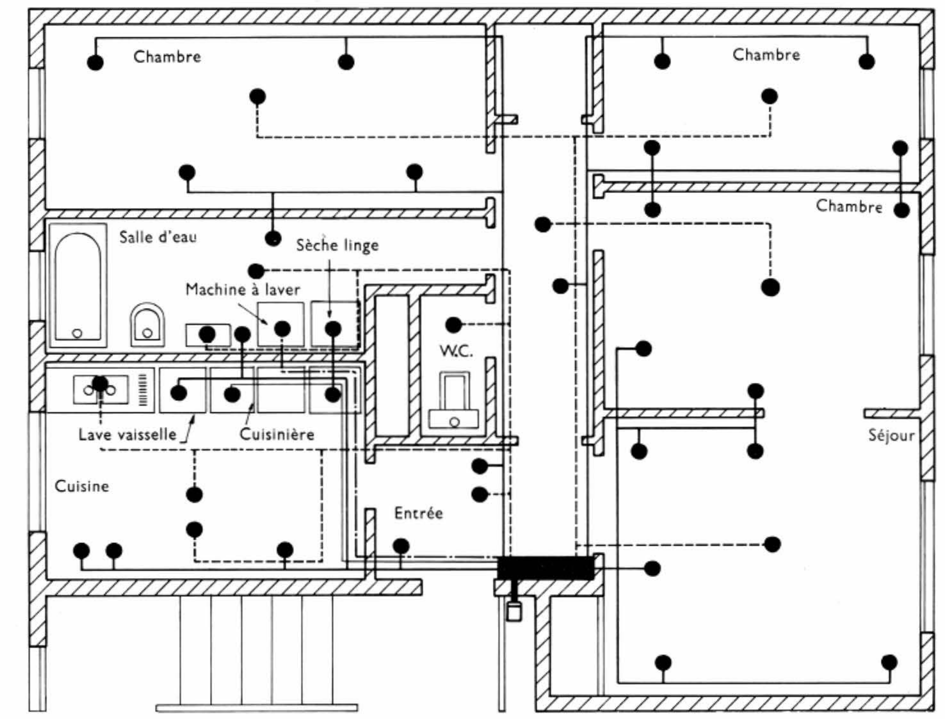


Fig. VIII-22

Exemple d'installation

Dans l'installation elle-même, dès la construction, il est prévu un nombre suffisant de foyers lumineux et de prises de courant pour éviter d'avoir à en ajouter ultérieurement (fig. VIII-22). De préférence, ces prises de courant sont disposées le long des canalisations ceinturant les pièces d'habitation ; le raccordement de prises supplémentaires est ainsi plus facile.

6.3. Protection — Commande — Sectionnement des installations intérieures. — La norme NF C 15-100 sépare nettement les trois fonctions : *protection, commande* et *sectionnement*.

— La *protection électrique* des circuits est destinée à éviter que les matériels électriques (conducteurs, appareillage) soient parcourus par des courants trop intenses, dangereux pour eux et pour leur environnement. La présence éventuelle de fusibles, incorporés aux socles de prises de courant ou aux interrupteurs, ne dispense pas des appareils de protection prévus au départ de chaque circuit (fig. VIII-23).

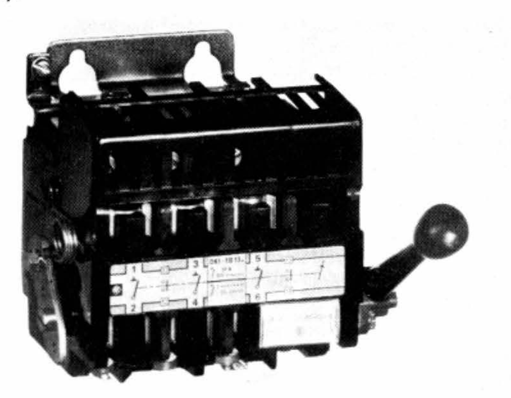


Fig. VIII-23 — Sectionneur 50 A à fusibles pour courant alternatif ou continu (*La Télémécanique Électrique*)

— La *commande* est destinée à assurer la mise *sous tension* ou *hors tension* de parties d'installation par une action volontaire sur des appareils appropriés.

— Le *sectionnement* a pour but la mise hors tension de tout ou partie d'une installation en vue de travaux, de réparations, de recherches de défauts ou de remplacement de matériels. La partie d'installation concernée est complètement séparée de toute source d'énergie.

7. INSTALLATION DE L'APPAREILLAGE D'UNE INSTALLATION INTÉRIEURE

7.1. Dispositions spéciales applicables aux prises de courant pour appartements. — Dans une installation intérieure, on utilise :

— Les socles normaux dans les locaux sans risques spéciaux.

— Les socles « type *S* » (fig. VIII-24), sur lesquels il est impossible d'effectuer « la mise en attente » (le diamètre du socle ou bien une disposition équivalente ne permet pas

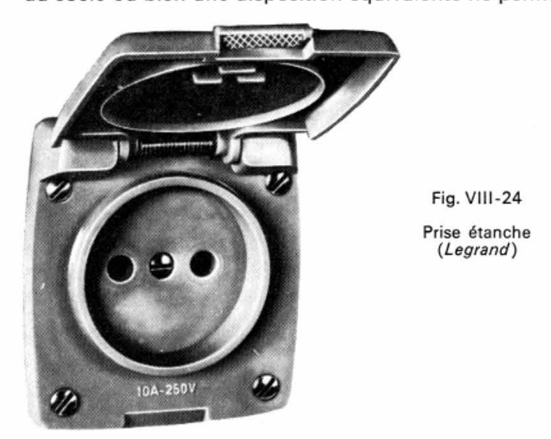


Fig. VIII-24

Prise étanche (*Legrand*)

d'enfoncer seulement une broche de la fiche, la ou les autres broches restant à l'extérieur du socle). Ces socles *S* peuvent être placés dans les locaux secs ou temporairement humides et non conducteurs, surtout si, à moins d'un mètre du socle, se trouvent des éléments conducteurs pouvant être en liaison plus ou moins directe avec la terre (radiateur de chauffage central, canalisations métalliques, etc.). L'utilisation du socle *S* est un facteur de sécurité contre un risque possible d'électrocution.

— Les socles de prises de courant avec contact de mise à la terre (V. chap. 6) dans les locaux humides, mouillés et à sol conducteur. L'usage de ces socles est obligatoire dans les cas où la norme impose une mesure de protection par mise à la terre ou par liaison équipotentielle, c'est-à-dire lorsqu'il y a risque accidentel de mise sous tension dangereuse de masses métalliques accessibles.

Fig. VIII-26

Schéma de principe d'une installation électrique

220 V monophasé
Disjoncteur différentiel
Circuits éclairage fixe
Circuits prises confort
Circuits spécialisés
10 A — 10 A — Fusibles calibrés — 15 A — 15 A — 15 A — 15 A — 20 A — 20 A
1,5 mm² — 1,5 mm² Section des conducteurs 2,5 mm² — 2,5 mm² — 2,5 mm² — 2,5 mm² — 4 mm² — 6 mm²
Appliques
Eclairage
Lustres
Prises de courant
Fer à repasser
Réfrigérateur
Télévision
Abat-jour
Aspirateur
Chauffe-eau
Machine à laver
Cuisinière

Du point de vue des calibres, on distingue :

— Les socles « bipolaires 6 A » d'usage très courant mais qui ne peuvent recevoir que des fiches 6 A (à broches de 4 mm) ; ils sont utilisables pour des appareils de faible puissance.

— Les socles « bipolaires 10 A », avec ou sans contact de terre, pouvant recevoir indifféremment du fait de l'élasticité des contacts, des fiches 6 A (à broches de 4 mm) et des fiches 10 A (à broches de 4,8 mm). L'utilisation des socles de ce modèle apporte plus de souplesse dans l'utilisation des appareils. Certains socles permettent aussi d'utiliser les fiches à broches plates du standard américain (fig. VIII-25).



Fig. VIII-25

Fiche à broches plates (*Arnould*)

Les socles « bipolaires 10 A » à fusible incorporé sont particulièrement intéressants lorsqu'il faut raccorder des prises à des conducteurs de forte section ceinturant une pièce.

— Les socles « 16 A » et les socles ou boîtiers « 32 A, bipolaires ou tripolaires », avec ou sans contact de mise à la terre, utilisables avec des fiches à broches de diamètre égal à 6 mm (16 A) ou 7 mm (32 A). Ces socles sont réservés pour le raccordement d'appareils puissants (radiateurs, appareils de cuisson, etc.).

Les socles commandés par interrupteurs et destinés à alimenter *exclusivement* des appareils d'éclairage mobiles (lampadaires, lampes de chevet), doivent supporter un courant nominal de 10 A et être conformes à la norme. Du point de vue de leur utilisation, ces socles peuvent être considérés comme des points d'éclairage fixe. Il est donc possible de les placer dans un circuit d'éclairage d'installation et la section minimale des conducteurs les alimentant doit être égale à 1,5 mm². Les interrupteurs qui les commandent doivent supporter un courant nominal de 10 A ; chaque interrupteur ne doit commander qu'un seul socle de prise de courant.

7.2. Recommandations particulières pour une installation d'appartement (fig. VIII-26). — Dans le but de promouvoir la réalisation d'installations qui soient conformes aux normes et qui apportent un maximum de confort et de sécurité, l'organisme Promotélec (52, bd Malesherbes, Paris-8e) a élaboré une liste de recommandations. Nous donnerons les principales.

— *Protection et commande :* emploi d'un disjoncteur différentiel.

— *Séparation des circuits par fonctions* (éclairage, prises 10 A dites confort, machine à laver le linge, lave-vaisselle, chauffe-eau, appareils de cuisson).

— *Nombre de circuits :*

Nombre de pièces principales	Foyers lumineux fixes	Prises confort	Prise 16 A	Prise 32 A
1	1	2	1	1
2	1	3	1	1
3	2	3	1	1
4	2	4	1	1
5	2	4	1	1

— *Protection à l'origine de chaque circuit* : Un coupe-circuit unipolaire à fusible calibré (à cartouche ou mieux coupe-circuit automatique ou disjoncteur divisionnaire) doit être placé sur le conducteur de phase de chaque circuit. Le conducteur neutre de chaque circuit doit comporter un dispositif de sectionnement (barrette, borne, bouchon).

— *Section des conducteurs :*

Conducteurs de section égale à	Calibre maximal des dispositifs de protection
1,5 mm²	10 A
2,5 mm²	15 A
4 mm²	20 A
6 mm²	30 A

Circuit des foyers lumineux fixes .... 1,5 mm²
Circuit des prises confort .... 2,5 mm²
Circuit d'alimentation du chauffe-eau .... 2,5 mm²
Circuit d'alimentation de la machine à laver ... 4 mm²
Circuit d'alimentation des appareils de cuisson . 6 mm²

Les conducteurs de phase et le neutre d'un même circuit doivent avoir la même section.

— *Nombre de foyers lumineux fixes et de prises de courant :*

Pièces	Foyers lumineux fixes	Prise confort	Prise 16 A	Prise 32 A
Salle de séjour .	1	5		
Chambre	1	4		
Cuisine	2	5		1
Salle d'eau	2	3		
Entrée	1	2		
Dégagement ...	1	1		
Local pour le lavage du linge ..			1	

— *Socles des prises de courant :*

● Socle « bipolaire, 16 A » avec contact de terre pour la machine à laver le linge.

● Socle « bipolaire, 32 A » avec contact de terre ou boîte à bornes avec borne de terre pour les appareils de cuisson.

● Socle « bipolaire » sans terre dans les locaux secs.

● Socle « bipolaire » avec contact de terre dans les locaux humides, mouillés et à sol conducteur.

— *Nombre de points d'utilisation :* au maximum huit par circuit.

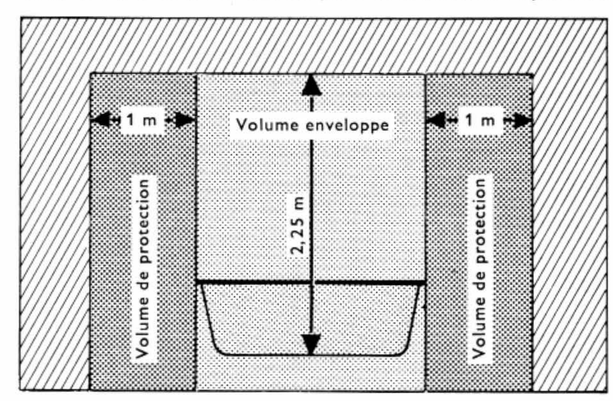
— *Sécurité :*

● Nécessité d'une prise de terre.

● Le conducteur de protection qui relie le contact de terre de chacun des socles de prise de courant et la prise de terre doit avoir la même section que les autres conducteurs (phase et neutre) raccordés au socle.

— *Équipement électrique des salles d'eau* (fig. VIII-27).

Dans une salle d'eau, il est possible de définir trois volumes différents et l'appareillage utilisable pour équiper chacun d'eux est parfaitement déterminé (fig. VIII-28).



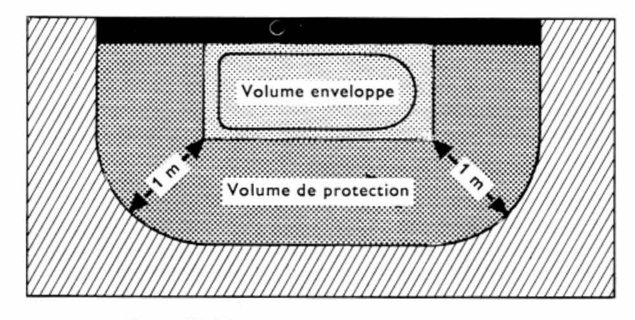


Fig. VIII-27

Détermination des trois volumes différents

● Une liaison électrique doit être établie entre toutes les canalisations métalliques (eau froide, eau chaude, vidange, chauffage, gaz, etc.), les corps métalliques des appareils sanitaires et tous les éléments métalliques accessibles (huisseries métalliques). Cette liaison doit être réalisée au moyen d'un conducteur en cuivre de 2,5 mm² de section s'il comporte une protection mécanique et de 4 mm² s'il n'en comporte pas. Cette liaison électrique, les contacts de terre des prises de courant et les masses doivent être reliés au conducteur de protection (fig. VIII-29).

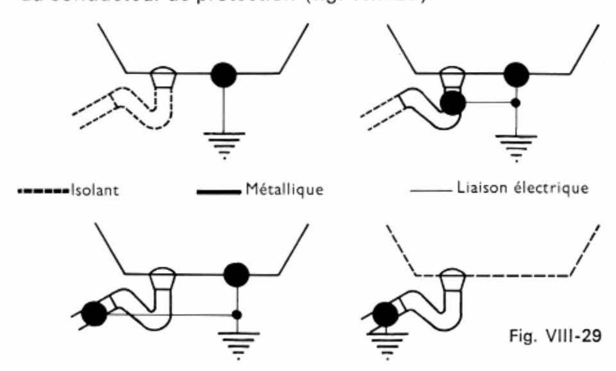


Fig. VIII-29

● Interrupteurs, socles de prises de courant, boîtes de connexions, douilles, appareils d'éclairage, etc. (à l'exception des vis de fixation et dispositifs analogues), posés en salle d'eau, ne doivent comporter aucune partie métallique accessible.

8. VÉRIFICATION DES INSTALLATIONS INTÉRIEURES

La norme NF C 15-100 impose un certain nombre de vérifications pour les installations électriques intérieures :

— lors de leur mise en service ;
— à l'occasion de modifications importantes ;
— périodiquement en vue de contrôler que ces installations ont été maintenues conformes aux prescriptions.

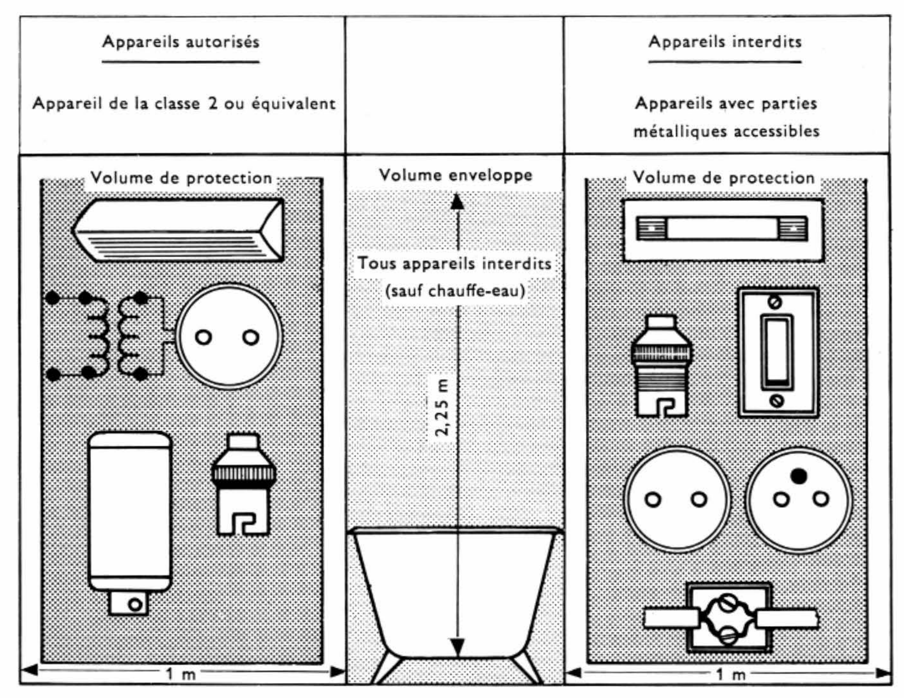


Fig. VIII-28

Équipement électrique dans les volumes enveloppe et de protection

Il ne s'agit pas ici des vérifications que le service de distribution effectue lui-même, ainsi que le précise le cahier des charges de concession, mais de celles qui incombent à l'usager. Pour les installations domestiques, il n'y a aucune obligation de vérifications officielles, bien qu'elles présentent un intérêt certain pour la sécurité des personnes et des biens.

Ces vérifications comportent notamment :

— la mesure des isolements ;
— la vérification des moyens de protection contre les contacts indirects (disjoncteur différentiel, prise de terre, connexion de mise à la terre) ;
— le contrôle des dispositifs de protection (contre les surintensités) et de connexion des conducteurs ;
— la vérification de l'état des canalisations et des conduits.

CHAPITRE IX

LES LIGNES AÉRIENNES

1. PRÉSENTATION DES LIGNES AÉRIENNES

Les canalisations aériennes sont plus économiques que les canalisations souterraines pour le transport de l'énergie électrique en H.T. et en T.H.T., ainsi que dans les réseaux ruraux et souvent dans les réseaux des villes de moyenne importance.

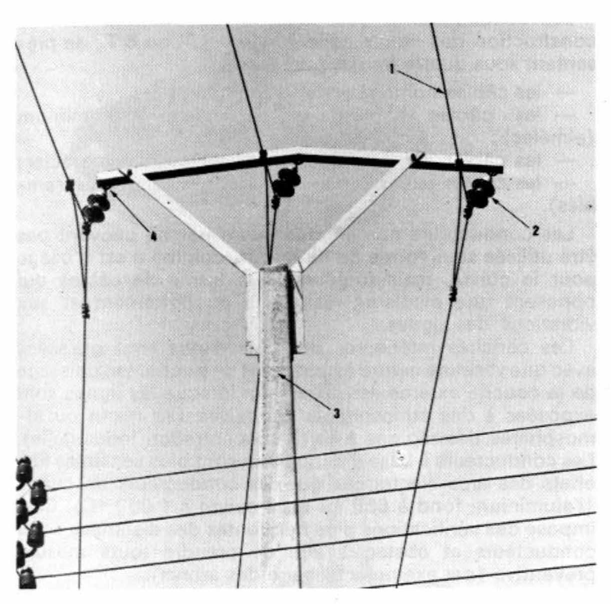


Fig. IX-1 — Ligne aérienne (*Sicame*)

Une ligne comporte (fig. IX-1) :

— des *conducteurs* (1) qui servent à transporter l'énergie électrique ;
— des *isolateurs* (2) pour supporter les conducteurs et isoler électriquement les conducteurs entre eux et par rapport à la terre ;
— des *supports* (3) (poteaux, potelets, pylônes) sur lesquels les isolateurs sont fixés au moyen de *ferrures* (4) ;
— un *armement*, c'est-à-dire un ensemble d'organes métalliques fixés sur le support et destinés à recevoir les isolateurs.

1.1. Définition. — La *portée* est la distance *AB* comprise entre deux supports consécutifs (fig. IX-2 et IX-3).

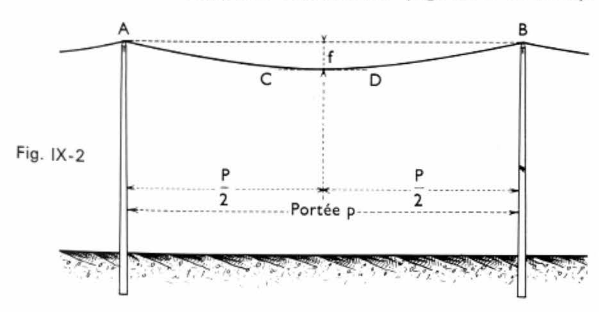


Fig. IX-2

La *flèche* est la distance verticale *f* entre la ligne droite *AB*, joignant deux isolateurs consécutifs et la tangente au conducteur parallèle à cette droite.

Les conditions administratives et techniques, pour l'établissement des lignes aériennes, sont définies par diverses circulaires regroupées dans la publication C 11-000 de

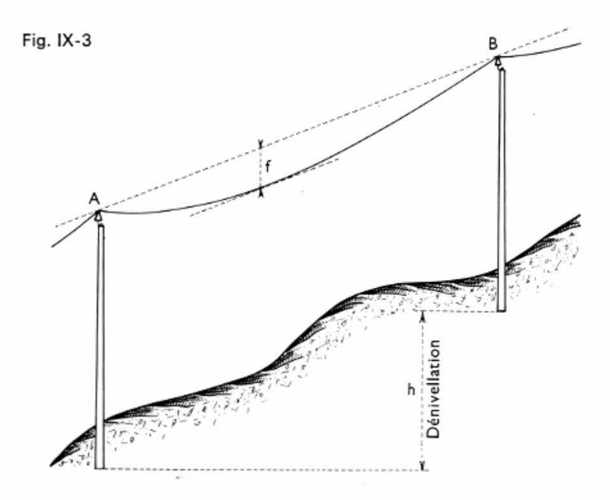


Fig. IX-3

l'U.T.E. Alors que les installations sont groupées en classes d'après leur tension de fonctionnement (T.B.T., B.T., M.T., H.T.), pour la distribution publique de l'énergie électrique les ouvrages sont divisés en catégories, en tenant compte de la plus grande des tensions (valeur efficace en alternatif) entre deux conducteurs quelconques en régime normal. On distingue les ouvrages :

— de *première catégorie :* si la tension est inférieure à 600 V en continu et à 430 V en alternatif ;
— de *deuxième catégorie :* la tension est comprise entre celle des ouvrages de première catégorie et 57 000 V ;
— de *troisième catégorie :* la tension est égale ou supérieure à 57 000 V.

Notons qu'un certain nombre de désignations conventionnelles ne sont pas normalisées, comme, par exemple :

— T.B.T. pour les tensions de sécurité et de signalisation (6 — 12 — 24 — 48 V) ;
— B.T. pour les tensions secondaires des transformateurs de distribution (127 V — 220 V — 380 V) ;
— M.T. pour les tensions primaires des transformateurs de distribution (15 kV — 30 kV) ;
— H.T. pour les tensions des réseaux régionaux (63 kV — 90 kV — 150 kV) ;
— T.H.T. pour les tensions des réseaux nationaux (225 kV — 380 kV — etc.).

1.2. Quelques prescriptions générales communes aux trois catégories de canalisations aériennes. — Lorsque des supports non métalliques sont munis d'un conducteur de protection (mise à la terre), celui-ci est pourvu d'un dispositif le plaçant hors d'atteinte du public, de 0,50 m au-dessous du sol à 2,50 m au-dessus du sol.

Les conducteurs sont placés hors de portée du public. Leur charge de rupture ne peut être inférieure à 2 800 new-

tons. Dans les traversées de routes et des chemins du domaine public, l'angle de la direction des conducteurs et de l'axe de la voie sont au moins égaux à 15 degrés pour les lignes et 30 degrés pour les branchements (sauf si ces conducteurs sont établis le long d'une voie publique qui en traverse une seconde sous un angle moindre). Dans ces traversées, les épissures et soudures sont proscrites ; les raccords par manchons de jonction sont autorisés s'ils présentent des caractéristiques mécaniques au moins égales à celles du conducteur.

Le point d'ancrage d'un hauban doit être situé au-dessous des conducteurs. Cependant, si l'armement est en drapeau, ce point peut se situer au centre de gravité des efforts produits par les conducteurs.

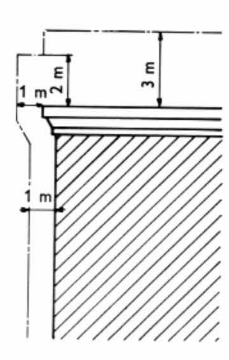
1.3. Ouvrages de première catégorie. — Le point le plus bas (hauteur disponible) du conducteur est au moins à 6 m au-dessus du sol. Cependant, pour traverser les ouvrages qui surplombent ou franchissent des voies publiques, les lignes peuvent passer à moins de 6 m du sol si elles sont munies d'un dispositif spécial de protection. Une zone de sécurité est ménagée autour des maisons. Le haubanage des potelets, établi sur les maisons, est systématiquement relié à la terre.

En agglomération, les portées ne doivent pas dépasser 40 m. Les distances entre conducteurs sont au moins égales à 0,70 m dans le cas d'un armement en quinconce et à 0,35 m dans le cas d'un armement en drapeau.

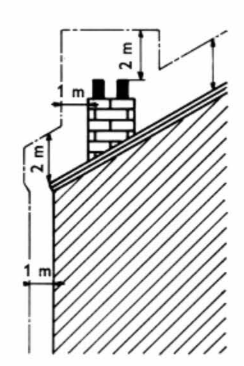
Le conducteur neutre d'un réseau de distribution B.T. est mis à la terre à son origine et sensiblement tous les 1 000 m (300 m dans les régions soumises aux coups de foudre). Il est réuni aux ferrures des isolateurs des conducteurs de phases.

Les lignes B.T., à conducteurs isolés, peuvent être soit posées ou tendues sur façades, soit tendues sur poteaux. Dans le premier cas, les conducteurs sont torsadés en faisceaux (conducteurs préassemblés) ; si le faisceau comporte un neutre, les conducteurs sont torsadés autour de ce neutre qui peut avoir la fonction de « porteur ».

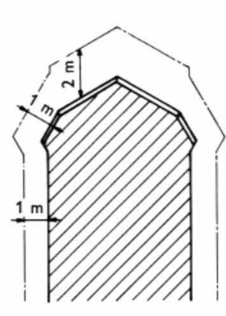
1.4. Ouvrages de seconde et troisième catégories. Les supports métalliques sont reliés à la terre. À une hauteur d'au moins 2 m au-dessus du sol, ils sont munis d'un dispositif « anti-escalade » et chaque support porte, sur une affiche réglementaire, les inscriptions : **« Danger de mort »** et **« Défense absolue de toucher aux fils, même tombés à terre ».**



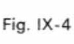
Toit en terrasse



Toit en pente




Toit à la Mansard


Fig. IX-4

Ouvrages de seconde catégorie. Pour les ouvrages de la première catégorie, l'écartement de la façade est ramené de 1 m à 0,30 m

Le point le plus bas des conducteurs (hauteur disponible) est de 6 m le long de voies publiques et de 8 m lors de leur traversée. Moyennant certaines protections spéciales, les canalisations peuvent passer sous des ouvrages d'art, à moins de 6 m du sol.

Dans les traversées et sur les supports d'angle, des mesures sont prises pour que tout conducteur soit retenu par un dispositif auxiliaire et donc ne puisse traîner sur le sol en cas de rupture de son attache.

Dans le voisinage des immeubles, des dispositions identiques à celles que nous avons citées précédemment (V. § 1.3) sont prises et, en particulier, la cote hors façade est portée de 0,30 m à 1 m (fig. IX-4).

Quand une canalisation comporte à la fois des conducteurs de première catégorie et des conducteurs de seconde catégorie, ceux-ci sont placés au-dessus et leur charge de rupture est au moins égale à 4 800 newtons.

2. ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS DES LIGNES AÉRIENNES

2.1. Conducteurs. — Les conducteurs sont en cuivre ou en aluminium (V. chap. 3).

Les conducteurs à base d'aluminium, utilisés dans la construction des lignes aériennes en H.T. ou B.T., se présentent sous quatre formes principales :

— les câbles homogènes en aluminium pur ;
— les câbles homogènes en alliage d'aluminium (almélec) ;
— les câbles mixtes aluminium-acier ou almélec-acier ;
— les câbles isolés à neutre porteur (câbles préassemblés).

Les conducteurs nus en aluminium pur ne peuvent pas être utilisés sous forme de fil unique, comme il est d'usage pour le cuivre, mais toujours sous forme de câbles qui opposent une meilleure résistance au flottement et aux vibrations des lignes.

Les couches intérieures des câbles nus sont graissées avec une vaseline neutre à haut point de goutte. Le graissage de la couche externe est nécessaire lorsque les lignes sont exposées à des atmosphères corrosives (air marin ou atmosphères des régions à forte concentration industrielle). Les conducteurs à base d'aluminium sont plus sensibles aux effets des arcs électriques que les conducteurs en cuivre (l'aluminium fond à 658 °C et le cuivre à 1 080 °C). Cela impose des vérifications plus fréquentes des distances entre conducteurs et obstacles afin de prendre toute mesure préventive (par exemple, élagage des arbres).

2.2. Isolateurs

2.2.1. Nature des isolateurs. — La porcelaine a été très utilisée dans le passé mais, de plus en plus, elle est remplacée par le verre trempé dans toutes les lignes aériennes (quelle que soit la catégorie).

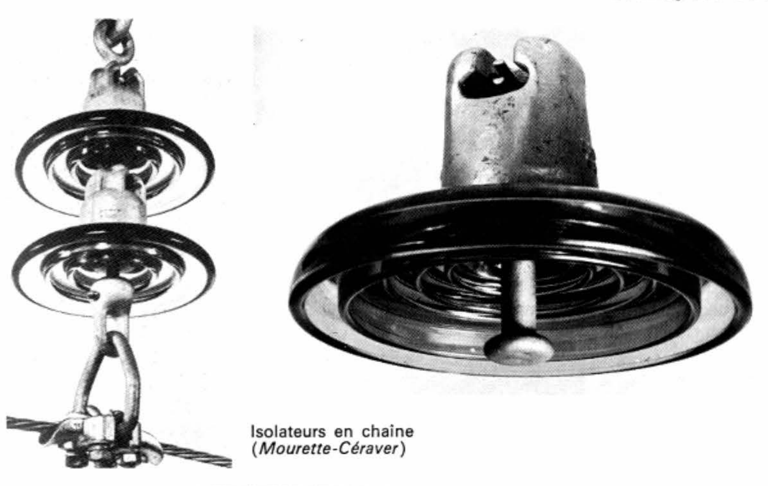
Les matériaux de base, employés pour l'élaboration des isolateurs sont le quartz et le kaolin. Pour les isolateurs en verre spécial, la cuisson de la pâte est faite vers 1 400 °C ; ce verre est moulé au moyen de puissantes presses. Au sortir des moules, il subit une recuisson lente à une température déterminée. Pour la trempe, le verre est porté à sa température de ramollissement et il est brusquement refroidi au moyen de jets d'air judicieusement répartis sur toute sa surface. Ainsi, il devient beaucoup plus résistant aux efforts mécaniques et particulièrement aux chocs ; en outre, il supporte des variations de température très importantes.

Outre son bas prix, le verre présente l'avantage de permettre de déceler les défauts (fêlures, par exemple) par une simple observation. De plus, en exploitation, au cours des visites de lignes, une fêlure est nettement visible : elle paraît sombre si le ciel est clair, et claire si le ciel est sombre.

En usine, les tensions internes qui peuvent ne pas avoir été détruites par les recuits, sont décelées par un examen en lumière polarisée (V. t. 1, Optique, chap. 5) et les pièces impropres à la constitution des isolateurs sont éliminées.

2.2.2. Formes des isolateurs. — Les formes des isolateurs et leurs différentes caractéristiques dépendent des contraintes subies en service.

ISOLATEURS

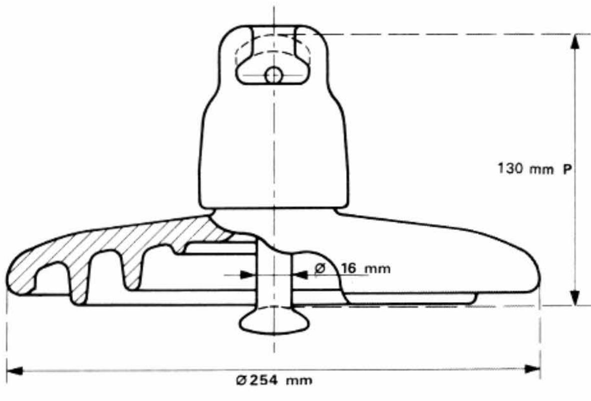


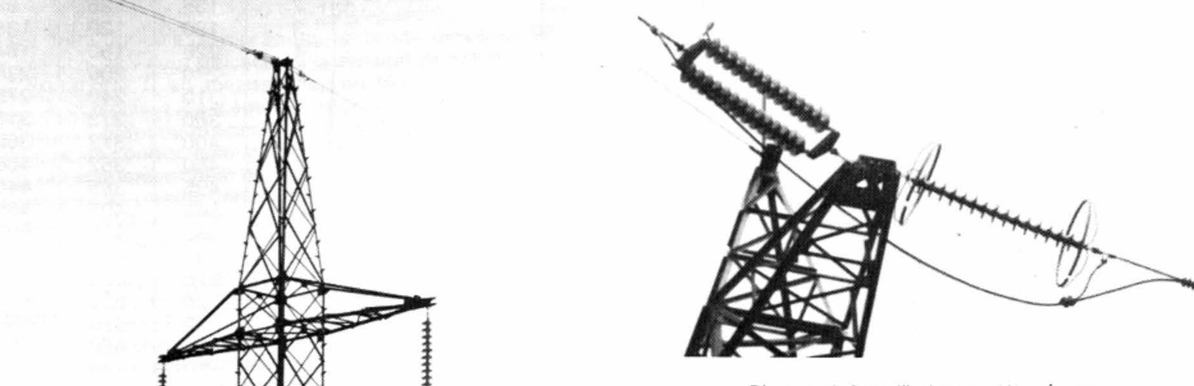
Isolateurs en chaîne (*Mourette-Céraver*)

Isolateur « suspendu » en verre trempé (ci-dessous, coupe) (*Céraver*)

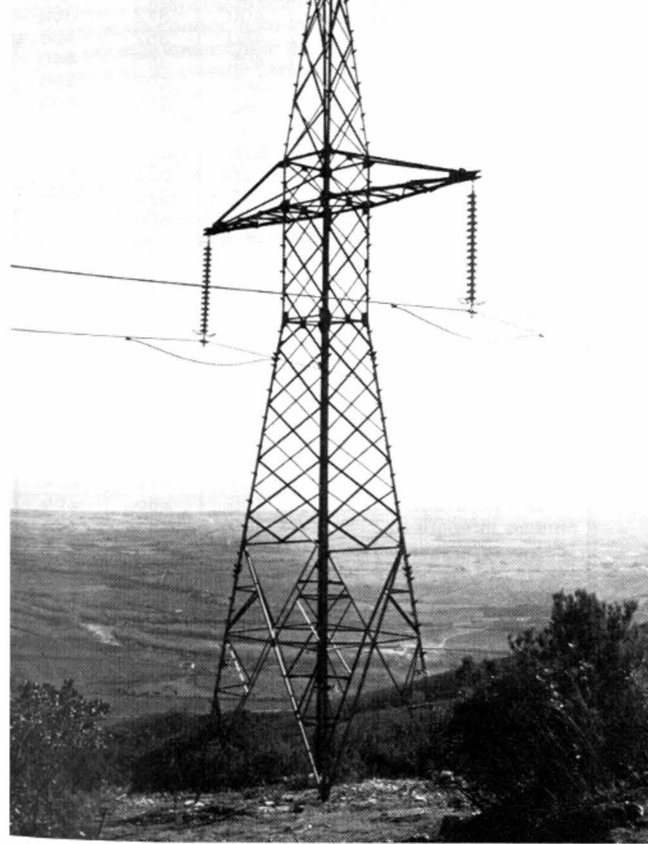


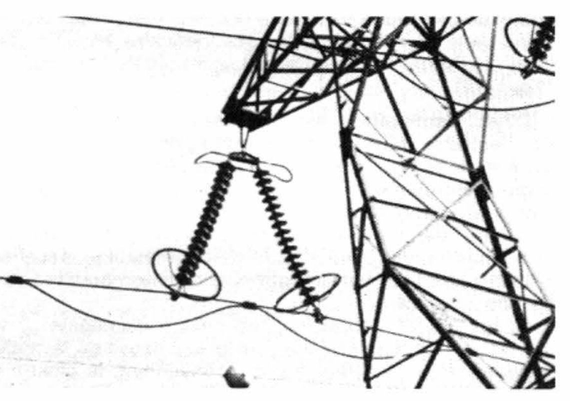
Isolateur antipollution (*Céraver*)





Diverses chaînes d'isolateurs (*Véro-É.D.F.*)





Chaînes d'isolateurs montés en V (*Céraver*)

Ligne à courant continu de 200 kV équipée d'isolateurs en chaînes (Italie) (*Céraver*)

Un isolateur subit des contraintes mécaniques : la tête de l'isolateur, sur laquelle est fixé le conducteur, doit résister à différents efforts et particulièrement à ceux dus à la traction et au poids des conducteurs. L'isolateur est également soumis à des contraintes électriques, comme celles dues aux courants de fuites superficiels, aux courants de fuites traversants et aux surtensions dues aux ondes de choc d'origine atmosphérique. La forme des isolateurs joue un rôle primordial pour éviter tout contournement par un arc électrique (approximativement, un isolateur est assimilable au diélectrique d'un condensateur dont les armatures sont, d'une part, le conducteur de la ligne et, d'autre part, le support métallique). Pour cette raison, il est nécessaire d'allonger le plus possible la *ligne de fuite* en fonction de la tension appliquée.

Le profil de l'isolateur est sinueux et largement dimensionné pour éviter des courants de fuites superficiels, même s'il est recouvert de poussières ou d'eau (en cas de pluie ou de brouillard). Les dimensions des isolateurs B.T. sont déterminées plutôt par des considérations mécaniques ; leur coefficient de sécurité électrique est largement suffisant : un isolateur B.T. pour gros câble résiste à l'application de plusieurs milliers de volts.

2.2.3. Isolateurs rigides. — Ces isolateurs, utilisés surtout dans les ouvrages de première et quelquefois de seconde catégorie, sont montés directement sur une ferrure, et l'ensemble est calculé pour résister mécaniquement aux efforts transmis par le conducteur fixé à la partie supérieure de l'isolateur. Les isolateurs sont fixés sur leur ferrure par un bon scellement au plâtre ou au ciment spécial.

Les gros isolateurs sont vissés sur leurs ferrures avec interposition d'étoupe, ce qui facilite le remplacement en exploitation. Pour plus de facilité, on utilise aussi des isolateurs avec douilles en laiton filetées, fixées dans la cavité.

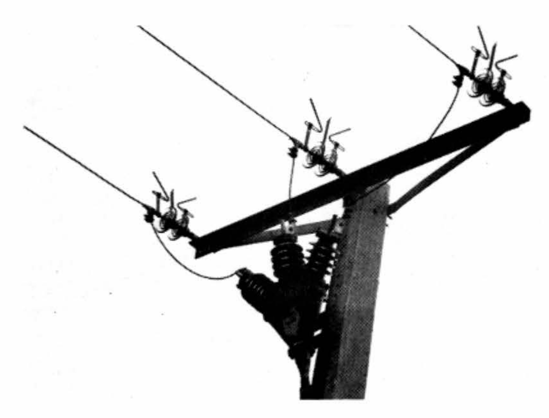


Fig. IX-5 — Dispositif anti-oiseaux (*Claude Papelier*)

Les isolateurs rigides, montés au-dessus d'une traverse métallique, sont disposés de façon que le conducteur soit à 35 cm au-dessus d'elle, pour réduire les risques de court-circuit en cas de mise à la terre occasionnée par les oiseaux. Dans certains endroits, des tiges verticales en bois bakélisées (dispositif anti-oiseaux) sont également utilisées (fig. IX-5).

2.2.4. Isolateurs en chaînes. — Les isolateurs en chaînes sont utilisés dans les ouvrages de troisième catégorie et de plus en plus dans ceux de seconde catégorie. Ils comportent plusieurs éléments semblables articulés l'un sur l'autre et, en général, le conducteur est fixé à la partie inférieure de la chaîne. Les différents éléments sont accrochés entre eux grâce à des parties métalliques scellées, réunies entre elles par une goupille en laiton pour résister à l'action du vent.

Lorsqu'un arc contourne une chaîne d'isolateur, il y a un risque de détérioration en surface, à cause de la chaleur dégagée. Pour remédier à cet inconvénient, la chaîne est munie de dispositifs permettant à l'arc de se développer à distance : par exemple, on monte des « cornes » à chaque extrémité de chaîne ou, de plus en plus, des cornes à la partie supérieure et des « raquettes » (fig. IX-6) à la partie inférieure.

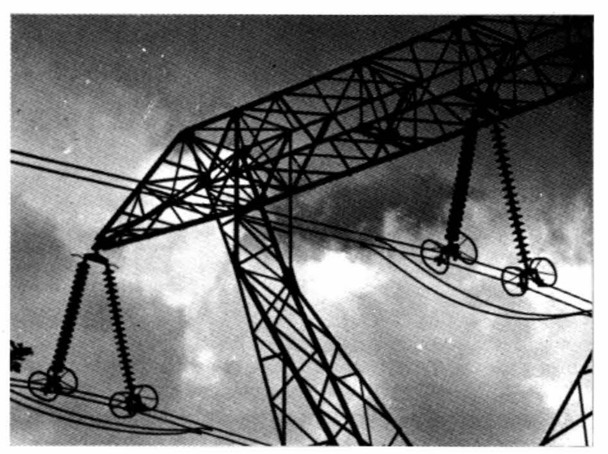


Fig. IX-6 — « Cornes » et « raquettes » montées sur isolateur en chaînes (*Manson-É.D.F.*)

Le nombre d'éléments d'une chaîne croît avec la tension de service de la ligne, comme le tableau suivant l'indique :

Tensions de contournement (en kilovolts) à la fréquence industrielle de 50 Hz

Nombre d'éléments pour un isolateur déterminé		À sec	Sous pluie de 3 mm	
			$\rho = 100$ Ω.m	$\rho = 500$ Ω.m
Chaîne non protégée	1 ...	77	46	50
	2 ...	135	85	98
	3 ...	180	120	138
	4 ...	225	160	184
	5 ...	270	200	230
	6 ...	310	240	275
	7 ...	360	273	313
	8 ...	400	313	360
	9 ...	450	352	405
	10 ...	495	385	440
	11 ...	540	405	465
	12 ...	585	435	500
	13 ...	630	470	540
	14 ...	675	500	575
	15 ...	720	535	615
	16 ...	765	570	650
	17 ...	810	600	690
	18 ...	850	630	725
Chaîne avec cornes inférieures et supérieures	2 ...	66	50	56
	3 ...	110	90	95
	4 ...	135	110	115
	5 ...	185	155	158
	6 ...	215	184	184
	7 ...	260	220	220
	8 ...	295	252	252
Chaîne avec anneau inférieur et corne supérieure	6 ...	222	194	194
	7 ...	266	232	232
	8 ...	305	265	265
	9 ...	340	295	295
	10 ...	385	325	325
	11 ...	425	370	370
	12 ...	470	410	410
Chaîne avec anneau inférieur et anneau supérieur	10 ...	410	360	360
	11 ...	450	395	395
	12 ...	495	435	435
	13 ...	540	470	470
	14 ...	560	490	490
	15 ...	605	530	530
	16 ...	650	570	570
	17 ...	695	610	610
	18 ...	740	650	650

Écartements minimaux entre conducteurs

Tension composée normalisée	B.T.	M.T.		H.T.	T.H.T.		
	127/ 220/380 volts	⩽ 20 kV	30-45 kV	63-90 kV	150 kV	225 kV	380 kV
Portée moyenne, en mètres	45	100	150	350	450 à 500	450 à 500	500
Distance minimale entre phases, en mètres	0,350	1,20	2	4,75	7	8,7	13,6
Distance minimale entre phases et support, en mètres	0,200	0,50	0,80	2,25	2,65	3	5,20
Diamètre minimal des conducteurs, en millimètres	4	4	5	19,6	22,7	26,4	26,4

2.2.5. Écartement entre conducteurs. — L'écartement entre les conducteurs est d'autant plus grand que la tension et la portée sont plus importantes. Les contacts accidentels entre conducteurs peuvent être dus au mouvement d'un conducteur par rapport à un autre : balancement sous l'effet d'un vent latéral intermittent, soulèvements et flottements irréguliers sous l'action d'un vent longitudinal soufflant en rafales, oscillations, soubresauts et fouettements importants dus à la rupture brusque de couches de neige ou de verglas déposées sur ou autour des conducteurs.

La distance D entre isolateurs peut être déterminée au moyen de la relation suivante :

$$D = K\left(\frac{U_{\text{eff}}}{50} + \frac{x}{150}\right)$$

Dans cette formule, x représente la portée moyenne et U_{eff} désigne la valeur efficace de la tension de service. Si nous exprimons D en mètres, U_{eff} en kilovolts et x en mètres, le coefficient K est égal à 1 pour le cuivre, 1,25 pour l'almélec et l'aluminium-acier, 1,50 pour l'aluminium.

Lorsque les conducteurs sont placés l'un au-dessous de l'autre, cet écartement peut être réduit de 20 % environ.

Le tableau ci-dessus indique les valeurs généralement admises :

1° Pour les distances minimales entre conducteurs.

2° Pour les distances minimales entre chaque conducteur et le point le plus rapproché du support en communication avec le sol, avec des isolateurs suspendus. Cette distance correspond au cas de l'inclinaison la plus défavorable de la chaîne dans le cas, soit de vent maximal, soit de traction oblique des conducteurs si le support est d'angle.

3° Pour le diamètre minimal du conducteur calculé à partir du seuil d'apparition de l'effet couronne (V. chap. 10).

Lorsque deux conducteurs sont montés l'un au-dessus de l'autre, du même côté d'un support, ils ne sont pas placés dans le même plan vertical mais décalés dans le sens horizontal, pour éviter qu'ils ne viennent en contact lorsque leurs surcharges (givre ou glace) sont différentes. Les valeurs usuelles de ce décalage horizontal sont les suivantes :

Portée	Décalage
jusqu'à 50 m	0,30 m
75 m	0,40 m
100 m	0,60 m
150 m	0,70 m
200 m	0,75 m
250 m	0,80 m

2.3. Ferrures. — Elles sont constituées de tiges d'acier doux, coudées à chaud et galvanisées, soit à chaud, soit électrolytiquement.

Leur diamètre varie, en général, de 16 à 30 mm. Une extrémité porte un filetage destiné à former ancrage dans le scellement de l'isolateur qu'elle supporte. L'autre extrémité, généralement aplatie, est percée de trous servant à la fixation sur les supports au moyen de boulons ou de tire-fond suivant le cas.

Les ferrures peuvent être montées sur des bras, qui sont très souvent des fers U assemblés par boulons. Les âmes de ces fers sont séparées par des « fourrures » ou « cales » destinées à laisser un vide permettant le montage des tiges droites d'isolateurs. Lorsque les bras sont constitués de treillis en cornière, ils font partie intégrante du pylône. Certaines ferrures, dites simples ou doubles, sont en fers plats (généralement 60 × 6 mm²) assemblés par boulons ; elles enserrent le poteau à la façon d'un collier.

2.4. Supports

2.4.1. Nature des supports. — Ils sont essentiellement de trois sortes, comme le tableau suivant l'indique :

Nature du support	Avantages	Inconvénients
Poteau en bois	Léger. Facile à transporter pour le montage. Économique.	Peu résistant mécaniquement. Durée de vie relativement courte. Nécessite un amortissement rapide.
Poteau en béton armé	Très résistant mécaniquement. Grande durée de vie. Entretien insignifiant.	Poids élevé et dimensions exagérées quand les efforts sont importants. Difficulté de transport. Assez coûteux.
Pylône métallique	Très résistant mécaniquement. Facile à transporter. Permet d'obtenir des supports de grande hauteur. Possibilités de montage sur place.	Entretien assez coûteux (grattage, peinture) pour éviter la corrosion.

Remarque : Parmi les supports métalliques, on peut placer les poteaux et potelets en fers profilés assemblés ou en tubes ronds, carrés, tronconiques ou tronpyramidaux.

2.4.2. Rôle des supports. — Les supports doivent résister :

— à des efforts *verticaux*, dus au poids des fils, câbles, isolateurs, ferrures et surcharges éventuelles (neige, verglas, personnel de surveillance et d'entretien) ;

— à des efforts *horizontaux*, dus à l'action du vent sur tous les éléments de la ligne, dont le support lui-même ;

— à des efforts *obliques*, dans le cas d'un support d'angle.

Lorsque l'effort, s'exerçant sur le support, devient trop grand pour un support simple (cas des supports montés en angle ou en arrêt), il est possible de le renforcer par jumelage, par haubanage, par contrefichage.

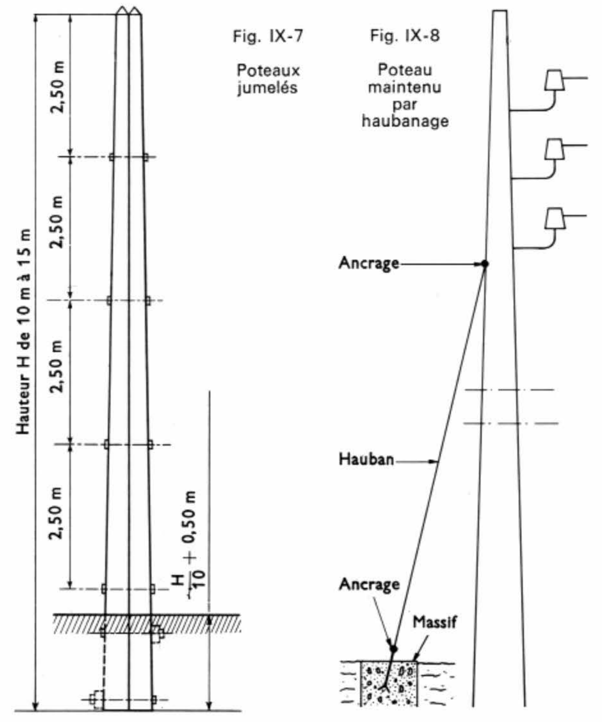


Fig. IX-7 Poteaux jumelés

Fig. IX-8 Poteau maintenu par haubanage

Le *jumelage* consite à accoler et boulonner deux poteaux identiques de façon à pouvoir les considérer comme un solide unique (fig. IX-7). Le *haubanage* est un ancrage sur un massif ou sur un mur sain d'une construction à l'aide d'un câble, appelé hauban (fig. IX-8). Le *contrefichage* est réalisé au moyen d'une contrefiche inclinée s'appuyant sur le sol et liée mécaniquement au support vers son sommet (fig. IX-9).

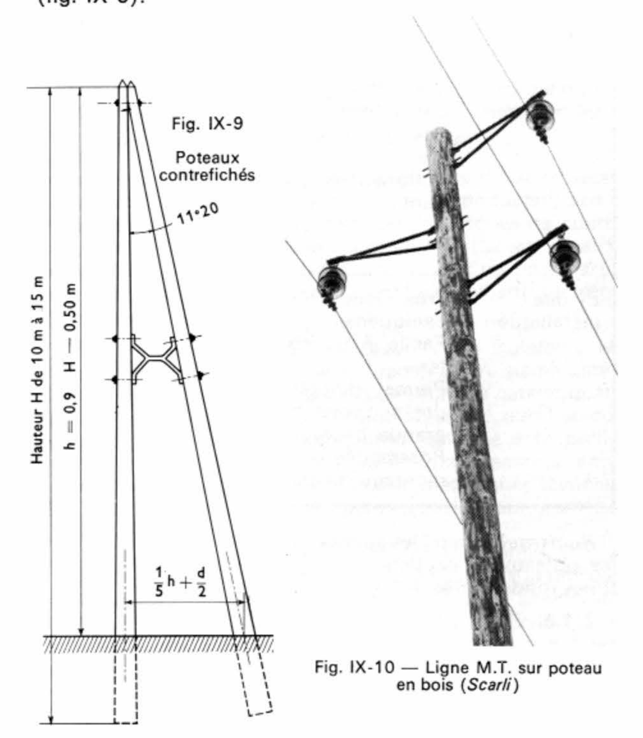


Fig. IX-9 Poteaux contrefichés

Fig. IX-10 — Ligne M.T. sur poteau en bois (*Scarli*)

2.4.3. Poteaux en bois. — Les poteaux en bois (fig. IX-10) sont utilisés pour les réseaux basse tension et les lignes à moyenne tension pour lesquelles on ne veut pas, ou on ne peut pas, investir de capitaux importants. Le poteau en bois est léger, d'un transport et d'une pose faciles ; il n'est pas fragile. Sa section étant circulaire, sa résistance aux contraintes mécaniques est la même, quelle que soit la direction de l'effort transversal. Le bois étant une matière isolante d'un point de vue électrique, une ligne posée sur poteaux en bois présente une sécurité un peu plus grande que celles réalisées à l'aide d'autres supports. En revanche, sa durée de vie est limitée malgré l'imprégnation : le bois pourrit dans la zone qui affleure le sol parce qu'il est soumis à des alternances de sécheresse et d'humidité ; parfois, il est rongé par certains insectes. Ces inconvénients obligent à prévoir les poteaux en bois avec des coefficients de sécurité plus élevés que ceux des autres supports.

Les principales essences employées sont : le pin, le sapin, l'épicéa, le mélèze et plus particulièrement les sapins de la Forêt-Noire et des forêts d'Europe centrale.

Au moment de la préparation (après abattage), le sommet du tronc est taillé en pointe et recouvert d'une couche de goudron ou d'un capot métallique. Afin d'augmenter la longévité des poteaux en bois, ils sont imprégnés d'un antiseptique, par exemple, par injection d'huile de créosote sous pression. Les poteaux contiennent environ 80 kg de créosote par mètre cube de bois.

Ce procédé donne des poteaux propres, n'exsudant pas de créosote, même lorsqu'ils sont exposés au soleil dans les pays chauds et ne brûlant ni les mains ni les vêtements.

Les dimensions courantes des poteaux en sapin sont les suivantes :

Longueur totale en mètres	Diamètre en mètres	
	Au sommet	A la base
8	0,14 à 0,16	0,20 à 0,23
10	0,15 à 0,17	0,22 à 0,24
12	0,17 à 0,19	0,24 à 0,26
15	0,18 à 0,19	0,28 à 0,32

Les poteaux les plus résistants aux efforts ne peuvent guère supporter qu'un effort de 2,8 à 3 kN d'effort en tête, avec un coefficient de sécurité égal à 5. La hauteur de la partie enfouie dans le sol est, en général, égale au dixième de la hauteur totale du poteau, augmentée de 0,60 m. En évitant d'implanter les poteaux en bois dans les sols secs et mouillés, les endroits à dégagement de gaz ammoniacaux (favorables au développement des cryptogames), la durée de vie est assez grande. En déchaussant les poteaux tous les deux ou trois ans, pour les gratter dans leur partie avoisinant la surface du sol, pour enlever les traces de pourriture et pour les badigeonner avec de la créosote ou du goudron chaud, les durées moyennes de vie des poteaux injectés à la créosote sont de vingt à vingt-deux ans.

2.4.4. Poteaux en béton armé. — Les poteaux en béton armé sont très employés pour toutes les lignes électriques B.T., M.T. et H.T. (fig. IX-11). Ils se présentent comme de véritables mâts ; la hauteur et l'effort en tête conditionnent les dimensions des éléments en fer profilés de l'armement.

Trois sortes de béton sont utilisées : le béton armé ordinaire, le béton armé centrifugé, le béton précontraint.

Les *poteaux en béton armé ordinaire* sont pleins, évidés ou ajourés et à section rectangulaire (fig. IX-12), carrée, ronde ou en T. Ils sont fabriqués avec un béton dont le dosage est au minimum de 400 kilogrammes de ciment artificiel par mètre cube de béton, de 0,4 à 0,6 m^3 de sable de rivière et 0,6 à 0,8 m^3 de gravier ou de gravillons. Les armatures sont en acier de 10 à 25 mm de diamètre et les étriers sont formés de fils d'acier doux de 5 à 6 mm de diamètre. L'épaisseur de béton est de 15 à 25 mm sur les armatures et de 10 à 15 mm sur les étriers, selon la hauteur des supports.

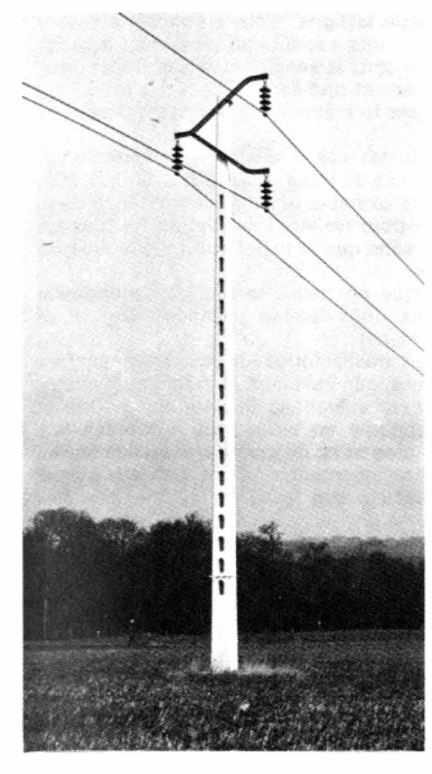
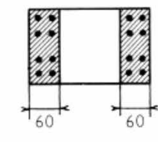


Fig. IX-11

Ligne sur poteau en béton armé (*E.T.D.É.*)

Fig. IX-12

Section transversale d'un poteau en béton armé ordinaire. Armature de 10 mm



Ces poteaux sont généralement construits en usine. De petites usines démontables peuvent précéder le chantier d'implantation. Un poteau en béton porte les indications suivantes : nom du fabricant, hauteur du poteau, type du poteau, effort disponible en tête avec le coefficient correspondant, date de fabrication, numéro d'ordre (fig. IX-13). Un repère est placé à 4 m de la base pour permettre la vérification de la profondeur d'implantation.



Fig. IX-13

Indications portées par un poteau en béton (*Claude Papelier*)

Les *poteaux en béton armé centrifugé* ont une durée de vie plus grande que celle des poteaux en béton ordinaire. Ceux-ci présentent des parties poreuses et l'action oxydante de l'eau et de l'air (surtout au bord de la mer) sur les barres d'armature, provoque leur gonflement et l'éclatement du béton, avaries auxquelles il est impossible de remédier correctement.

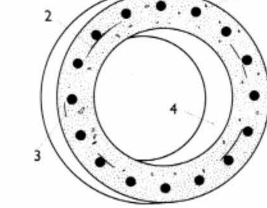


Fig. IX-14

Coupe transversale d'un poteau en béton armé centrifugé

Ces poteaux, à section annulaire (fig. IX-14), se composent :

— d'une armature longitudinale en barres rondes d'acier de grande élasticité ;

— de deux enroulements en spirale (l'un intérieur à l'armature et l'autre extérieur) en barres de sections rondes ; ils constituent le frettage du poteau ;

— d'une épaisseur de béton préparée avec du sable et du ciment artificiel dans la proportion de 1 à 3 en poids (450 kg/m^3).

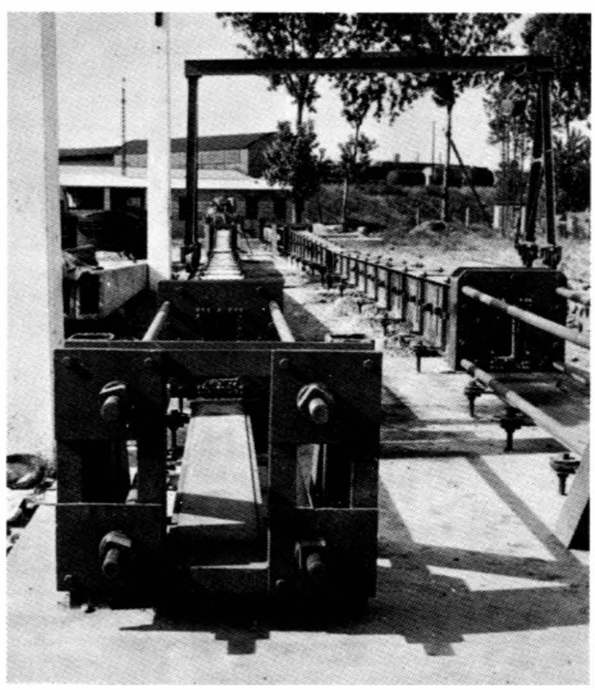
Ils sont fabriqués uniquement en usine, sur des machines spéciales.

Les barres d'acier de l'armature sont soudées électriquement et ligaturées sur les frettes ; l'ensemble constitue une carcasse tronconique rigide. Un centrage précis de la carcasse dans le moule est obtenu en disposant, sur la périphérie de la carcasse, des chapelets de petites cales d'épaisseur, reliées entre elles par un fil de fer doux. Ainsi, l'enrobage a une épaisseur bien constante autour des armatures. Après que le moule ait été rempli de béton sur toute sa longueur, il est placé (à l'aide d'un treuil et de palans) à l'intérieur des tambours d'une machine à centrifuger. Ces tambours roulent sur une série de poulies disposées à 120° et supportées par un bâti fixe. Tous les tambours sont commandés simultanément à l'aide de courroies par une transmission unique, actionnée par un moteur à vitesse variable d'une puissance de 55 à 60 kW environ. Le moule tourne à une vitesse qui augmente progressivement et atteint 800 tr/mn au bout de 15 mn. Le béton se trouve ainsi réparti et comprimé à la périphérie du moule ; il acquiert des qualités mécaniques dues à sa structure, qui le font préférer au béton moulé par les procédés ordinaires.

Les principaux avantages de ces poteaux sont leur durée de vie pratiquement illimitée, leur entretien nul et une très grande sécurité en service ; ils sont très appréciés dans les régions soumises aux fortes tempêtes. Ces qualités proviennent de leur grande élasticité due à l'homogénéité du béton centrifugé, à l'absence de poches élémentaires, à la grande densité (8 % à 10 % plus grande que celle du béton tassé) et aussi à l'adhérence parfaite du béton au fer. Les armatures sont ainsi complètement à l'abri des agents extérieurs d'oxydation.

Les *poteaux en béton précontraint* sont de plus en plus utilisés. La précontrainte est obtenue à l'aide des armatures, qui sont des fils d'acier de 4 à 7 mm de diamètre, tréfilés à froid, à limite d'élasticité élevée (1 200 à 1 500 N/mm^2). Lors de la fabrication du poteau, ces fils sont mis en tension mécanique (1 150 N/mm^2) à l'aide de vérins spéciaux (fig. IX-15). Après séchage, les armatures sont libérées et

Fig. IX-15 — Chantier de fabrication de poteaux en béton précontraint (*E.T.D.É.*)



la tension exercée par les fils d'acier est alors voisine de 1 000 N/mm². Ainsi, une précontrainte de 7 à 9 N/mm² s'exerce sur le béton. Sans s'annuler, elle diminue dans les fibres extérieures lorsque le poteau se cintre parce qu'il est soumis à un effort. Ce procédé supprime les fissures microscopiques qui s'observent sur la face tendue des poteaux ordinaires en béton. La durée de vie des poteaux en béton est augmentée mais le prix de revient est un peu plus élevé que celui des autres poteaux.

Ce procédé est surtout utilisé pour fabriquer des poteaux de classe *B*, de 10 à 15 m de hauteur totale, pouvant supporter des efforts de 5 000 à 10 000 N.

2.4.5. Pylônes en fer (V. planche page suivante). — Les pylônes métalliques offrent de nombreux avantages et ils sont préférés pour la construction des lignes à grande portée. En effet, ces lignes nécessitent des supports de grande hauteur, susceptibles de résister à des efforts considérables. De plus, la légèreté des pylônes, qui peuvent être transportés par tronçons et assemblés ensuite sur place, permet l'établissement de lignes même en montagne. En revanche, ces supports nécessitent un entretien assez coûteux si le grattage et les peintures périodiques sont effectués normalement pour prolonger leur durée.

Pratiquement, quatre sortes de pylônes métalliques sont utilisées :

— Le pylône dit « d'alignement normal », calculé pour un angle de 3 à 5 grades dans le tracé de la ligne, avec un coefficient de sécurité égal à 3.

— Le pylône dit de « traversée », calculé comme le précédent mais avec un coefficient de sécurité égal à 5, de façon à permettre son emploi en traversées de chemins ou de routes.

— Le pylône dit « d'arrêt », calculé pour résister à la rupture des conducteurs avec un coefficient de sécurité égal à 1,75 et utilisé dans les grands angles et les traversées de voies ferrées.

— Le pylône dit « d'ancrage », calculé pour résister à la rupture de tous les conducteurs avec un coefficient de sécurité égal à 3, utilisé dans les très grands angles et pour l'ancrage des câbles aux extrémités des lignes (type *AR*).

1° *Pylônes en treillis.* — Beaucoup de lignes à haute tension et la plupart des lignes à très haute tension sont établies sur pylônes métalliques en treillis.

Dans le sens longitudinal de la ligne, si les portées sont égales et bien réglées, les efforts de deux portées contiguës s'équilibrent et le pylône n'est soumis qu'aux efforts normaux à la direction de la ligne. Cela a conduit à établir des lignes sur supports dits « économiques », dont la résistance est plus grande dans le sens transversal. Cependant, en général les pylônes ont une section carrée, c'est-à-dire que leur résistance est la même dans les deux directions perpendiculaires.

Dans presque tous les cas d'ailleurs, on intercale un pylône d'amarrage dans le tracé (tous les 1 000, 1 200, 1 500 ou 2 000 m par exemple et selon l'importance de la ligne) ; il est calculé pour résister à la rupture de tous les fils d'un même côté sans que le métal soit fatigué au-delà de la limite élastique.

Le pylône métallique en treillis le plus communément employé est en acier doux laminé (nuance *ADx*). Il se compose essentiellement :

a) *d'un fût* en treillis formé de *montants* en fers cornières à ailes égales, généralement au nombre de quatre (les dimensions varient suivant la hauteur du pylône et suivant l'effort à supporter en tête), de *traverses* en fers cornières reliant les montants, de *croisillons* également en fers cornières reliant obliquement les montants deux à deux pour former, sur chacune des faces du pylône, des éléments triangulés ;

b) *de l'armement*, c'est-à-dire de bras ou de traverses constitués par des poutrelles en treillis, parallélépipédiques ou pyramidales, fixées sur le fût ou faisant partie de celui-ci. Le fût est formé de plusieurs tronçons, chacun d'eux étant constitué d'éléments rivetés à chaud. Ces tronçons sont reliés entre eux au moyen de fers plats ou « couvre-joints » boulonnés sur les montants à réunir (deux couvre-joints extérieurs et deux intérieurs). Généralement, un changement de section des montants est réalisé aux joints en intercalant, entre les couvre-joints intérieurs aux montants et le montant supérieur, une fourrure dont l'épaisseur compense la différence d'épaisseur des montants.

Les lignes à très haute tension, dont la portée moyenne est généralement grande, nécessitent des supports d'assez grande hauteur (25 à 30 m hors du sol) pour que les points les plus bas des conducteurs soient au moins à la hauteur réglementaire.

Pour réaliser les conditions de stabilité sans être obligé de construire des massifs trop importants, il a été nécessaire d'utiliser des pylônes à base très élargie. Les pylônes d'alignement peuvent être des pylônes du type « bipode » (fig. IX-16). Les pylônes de traversée, d'arrêt ou d'ancrage sont du type « tétrapode » (fig. IX-17 et IX-18) et plan.

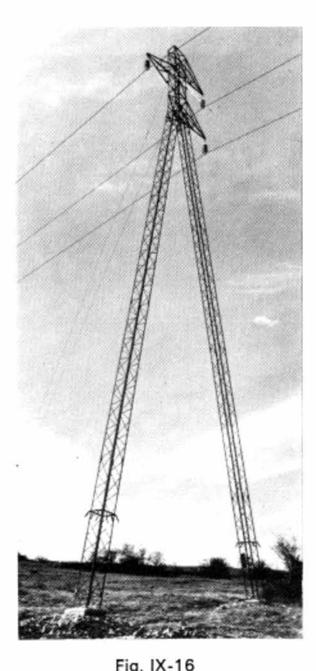


Fig. IX-16

Pylône « bipode » haubané (*Arch. Quillet*)

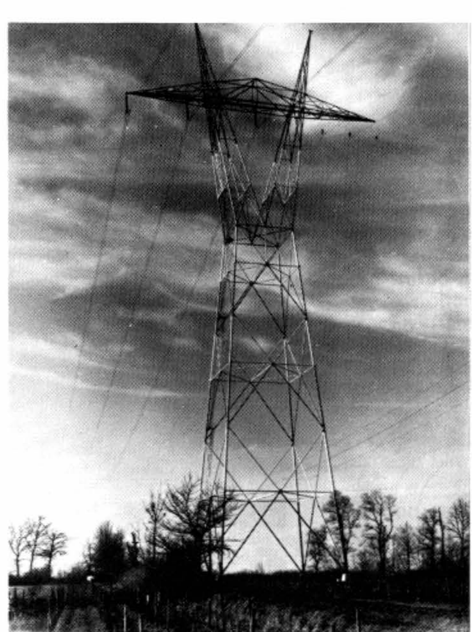


Fig. IX-17

Pylône « tétrapode » (*Manson - É.D.F.*)

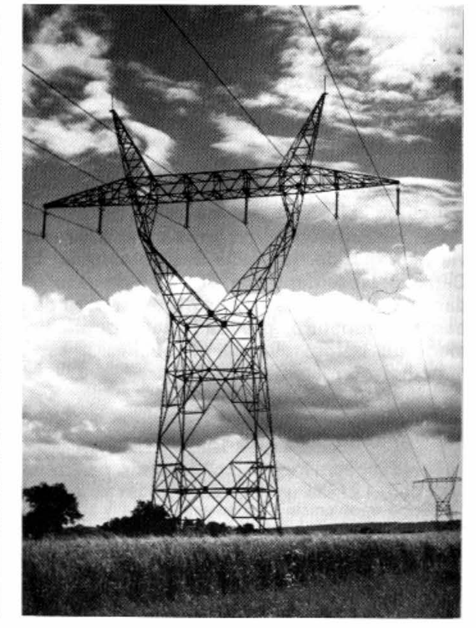
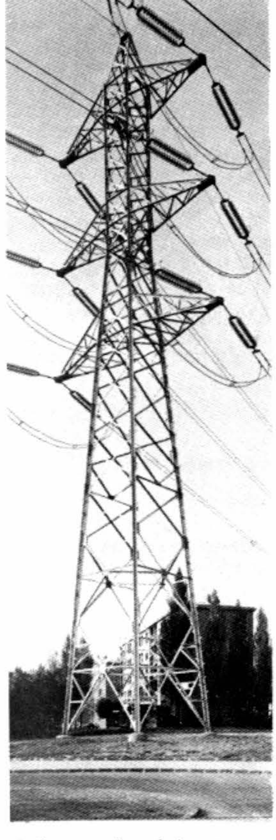


Fig. IX-18

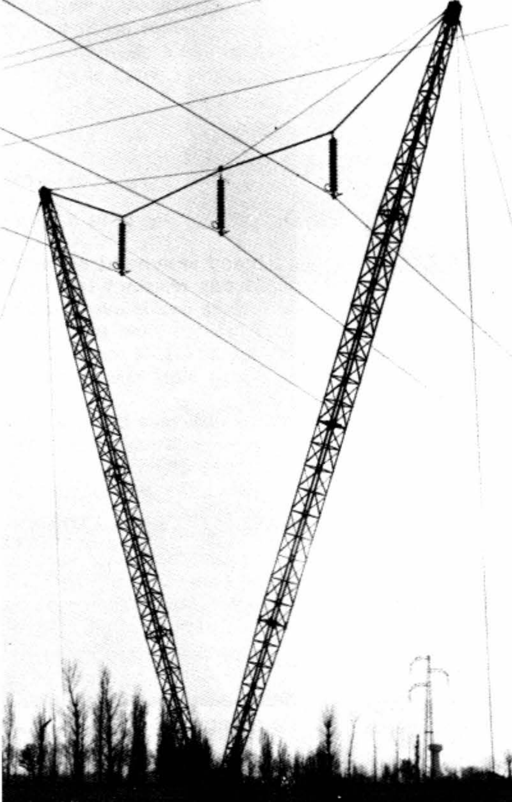
Pylône « tétrapode » (*Ehrmann - É.D.F.*)

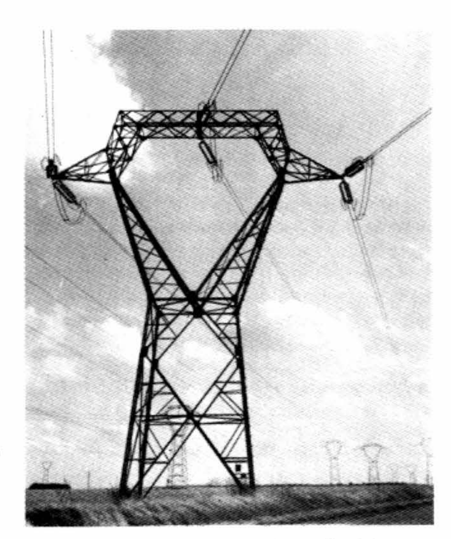
PYLÔNES HAUTE TENSION



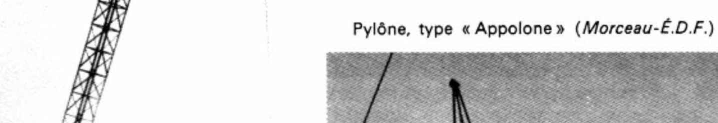
Pylône pour ligne à deux termes de 225 kV (*Walusinski-É.D.F.*)

Pylône en V (*Ehrmann-É.D.F.*)

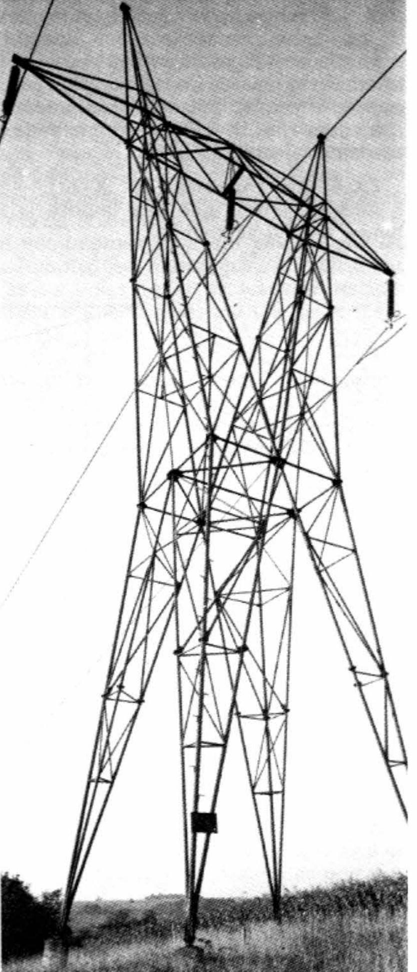




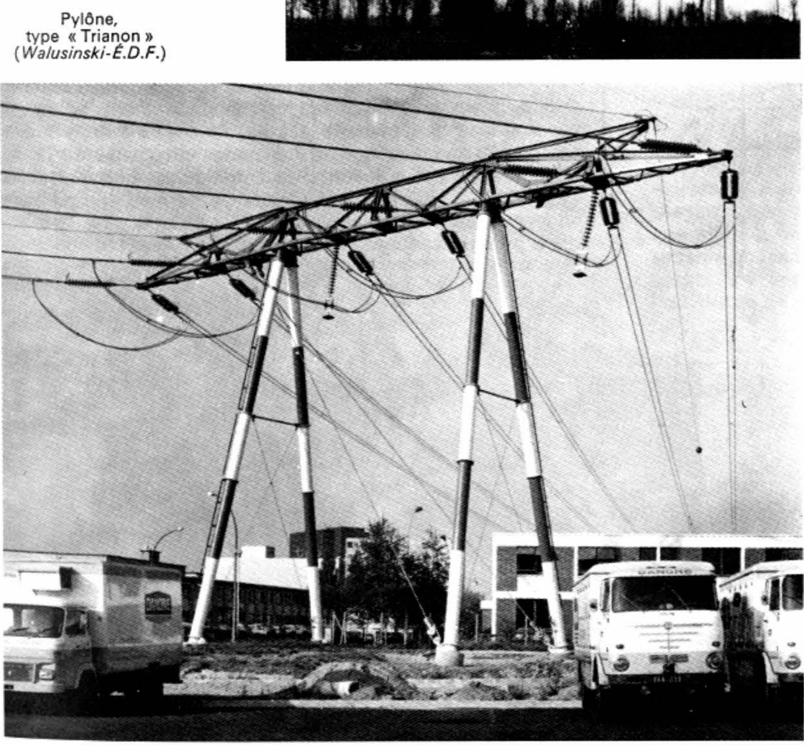
Pylône, type « chat » (*Bibal-É.D.F.*)

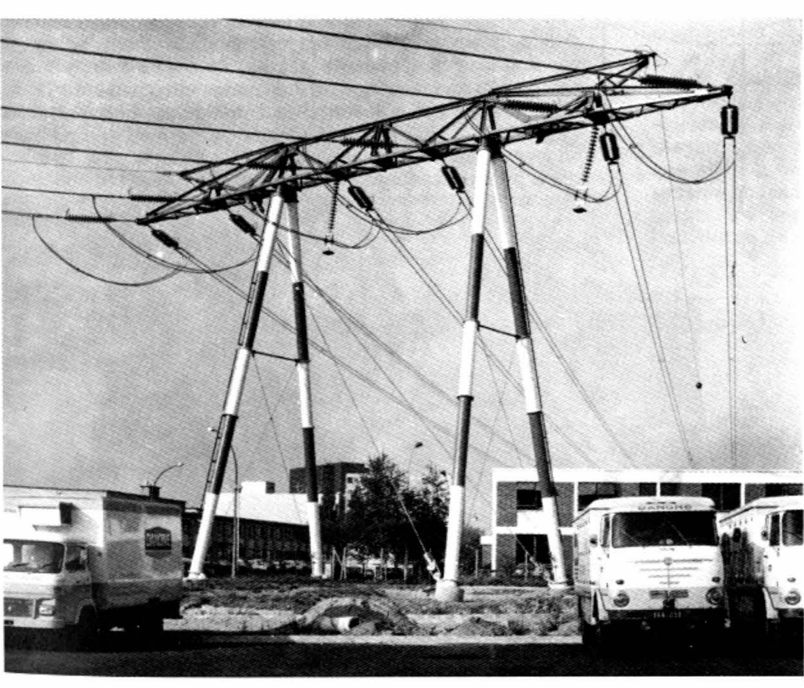


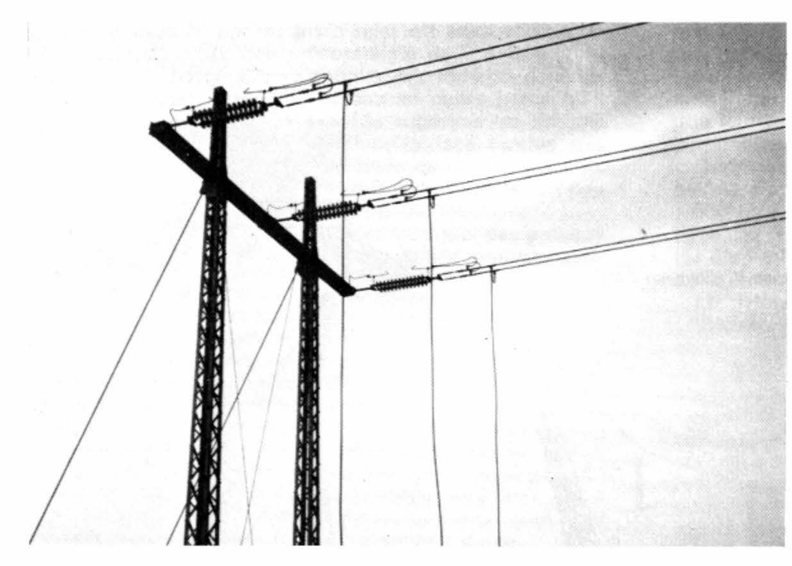
Pylône, type « Appolone » (*Morceau-É.D.F.*)



Pylône, type « Trianon » (*Walusinski-É.D.F.*)







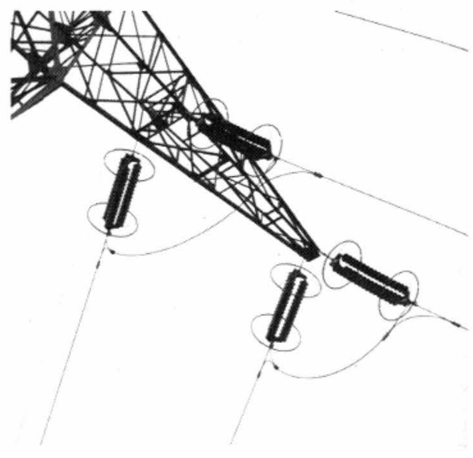


Fig. IX-21 — Chaines d'ancrage (*Sudre - É.D.F.*)

Fig. IX-19 (*Claude Papelier*)

2° *Pylônes et portiques spéciaux* (fig. IX-19). — Des pylônes ou portiques spéciaux sont utilisés pour les traversées (ravins, fleuves, rivières, canaux, voies ferrées) qui nécessitent des portées longues à flèches importantes et des points d'attaches à grande hauteur. Dans ce cas, le coefficient de sécurité est augmenté (de 3 à 5) et les efforts à considérer sont souvent si importants que chaque cas nécessite une étude particulière. Les portiques peuvent être métalliques ou en béton.

Les *pylônes de rotation* sont employés pour égaliser, autant que possible, la capacité entre chaque conducteur et le sol et pour réduire ainsi l'influence de la ligne de transport sur les lignes de télécommunications (fig. IX-20). Ils permettent de réaliser une rotation des conducteurs par rapport à l'axe de symétrie de la ligne. Parfois, cette rotation est réalisée en coupant les conducteurs dans une portée et en les reliant mécaniquement par une chaîne d'ancrage (fig. IX-21) ; une bretelle permet ensuite de les raccorder électriquement.

2.4.6. Les massifs (fig. IX-22). — Ils doivent résister à tous les efforts que leur impose la ligne et en même temps assurer sa stabilité.

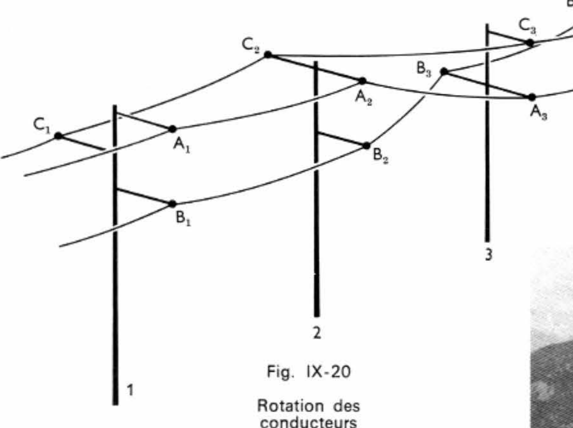


Fig. IX-20

Rotation des conducteurs

Quand le support est implanté dans un sol mécaniquement très résistant (du rocher, par exemple), il suffit de bourrer la fouille avec du béton. Si le support est implanté dans un sol sans aucune résistance (terrain marécageux, par exemple), le massif doit descendre jusqu'au sol solide et il doit alors résister par son seul moment de renversement.

Le cas le plus courant est intermédiaire, c'est-à-dire que le massif doit résister à la fois par gravité et par la réaction des terres environnantes.

3. PROJETS DE LIGNES AÉRIENNES

Les grandeurs électriques qui interviennent pour le calcul d'une ligne aérienne sont :

— la valeur efficace de la tension entre conducteurs ;
— la fréquence en courant alternatif.

La puissance à transporter permet de calculer l'intensité du courant dans la ligne et par suite la section des conducteurs, en tenant compte de l'échauffement et de la chute de tension (V. chap. 2).

La tension est souvent fixée par la tension de départ des usines ou par celle des postes à relier entre eux. Dans une installation indépendante, elle est fixée par des considérations techniques assorties de considérations économiques (prix d'établissement et d'amortissement de la ligne).

Les bureaux d'études disposent de nombreuses formules empiriques, abaques, tables de calculs, tableaux de normes, qui permet-



Fig. IX-22

Massif en béton pour l'un des pieds d'un pylône tétrapode (*Gloaguen-É.D.F.*)

tent de tenir compte de tous les impératifs électriques, mécaniques (charge propre aux conducteurs, vent, glace, neige, givre, effort en tête du support), économiques (dépenses d'investissement, amortissement).

Les éléments de la ligne sont déterminés de façon que les conducteurs présentent les garanties de sécurité exigées (hauteur des supports, portée, section des conducteurs). Même dans les circonstances les plus défavorables de vent, de neige, de verglas, la tension mécanique ne doit pas dépasser des limites déterminées. De plus, à la température maximale, sans vent, la *hauteur libre* au-dessous du conducteur doit rester suffisante.

Les lignes à H.T. et T.H.T. joignent le plus directement possible leur origine et leur point de livraison, cela pour des raisons économiques car il s'agit de réduire les frais d'établissement, les frais d'exploitation et d'entretien et aussi les pertes par effet Joule dans la ligne.

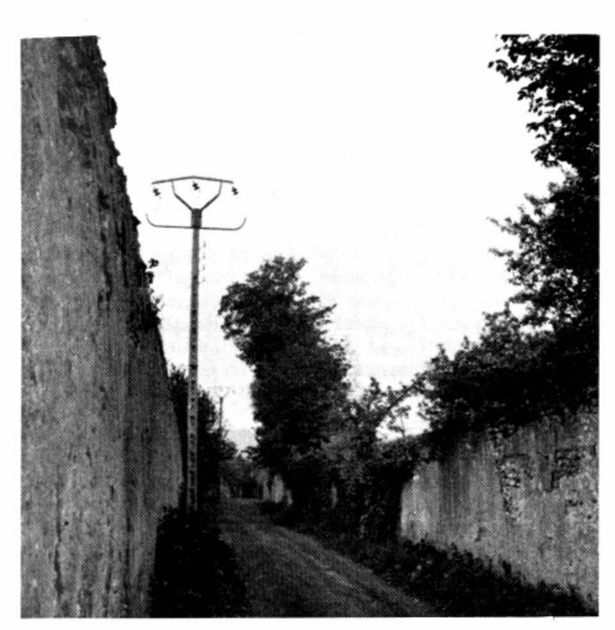


Fig. IX-23 — Ligne M.T. établie le long d'une route (*Claude Papelier*)

Les lignes à M.T. (fig. IX-23), qui alimentent les transformateurs collectifs ou particuliers, suivent en général les routes ou les chemins aboutissant aux agglomérations et leur tracé est plus irrégulier.

Les lignes à B.T. suivent le tracé des rues qu'elles desservent. De plus en plus, les lignes placées sur poteaux sont formées de conducteurs *préassemblés* et les dérivations sont fixées directement sur l'immeuble à desservir (fig. IX-24).

Dans les grandes villes, les canalisations aériennes ne sont pas utilisées pour des raisons d'encombrement, d'esthétique, de sécurité.

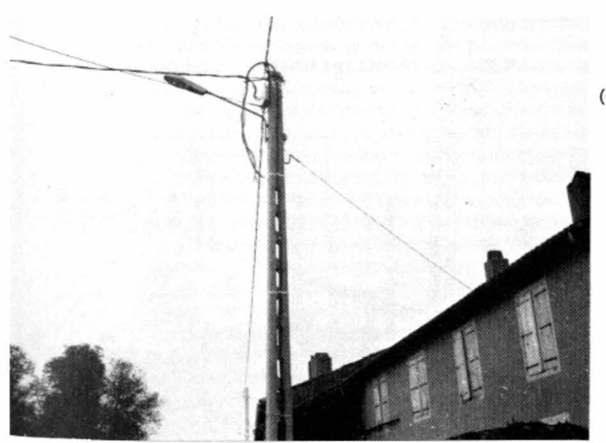


Fig. IX-24 (*Claude Papelier*)

4. CONSTRUCTION DES LIGNES

La construction d'une ligne aérienne impose successivement :

— le piquetage de la ligne ;
— l'établissement des fouilles ;
— l'implantation des supports ;
— le déroulage des conducteurs ;
— le réglage et la fixation des conducteurs.

4.1. Piquetage. — Le piquetage est réalisé après une reconnaissance du terrain ; sur place et au moyen des cartes d'état-major au 1/80 000. Il a pour but la détermination du parcours de la ligne sur le terrain ; tous les éléments topographiques nécessaires (angles, cotes, obstacles, ravins, rivières, routes, chemins de fer, etc.) sont relevés lors de cette opération. On fixe la position des supports et des ouvrages spéciaux (sectionnements, traversées, etc.) par des « piquets » et « balises » numérotés.

Tous les renseignements utiles sont reportés sur des plans parcellaires au 1/10 000, relevés dans les mairies des communes traversées. Ils permettent de dresser le profil en long de la ligne (V. planche page suivante), très utile pour déterminer et pour vérifier que les emplacements des supports sont correctement choisis. Ils servent également à la préparation des dossiers administratifs et à l'élaboration des documents suivants :

— Le *carnet de piquetage* sur lequel sont consignés tous les renseignements utiles concernant la ligne.

— Le *carnet d'autorisations*, facilitant la recherche des autorisations de passage nécessaire (communes, parcelles, nom des propriétaires, adresses).

— La *liste du matériel* avec détermination des centres d'approvisionnement.

Le transport sur route est réalisé au moyen d'un tracteur avec remorque, chaque véhicule étant suivi d'un palonnier mobile sur chemin de roulement ou à l'aide d'un tracteur à treuil avec fardier métallique monté sur roues garnies de pneumatiques. Dans le premier cas, les plateaux du tracteur et de la remorque sont chargés à l'aide de grues ou de poulains. Dans le second cas, le chargement est réalisé en utilisant le treuil du fardier lorsque celui-ci est engagé au-dessus des supports. Pour le transport dans les champs, le fardier est équipé de roues de 2 m de diamètre environ et de 20 cm de largeur de jante ; il est remorqué par tracteur.

Les poteaux garnis de bois de protection peuvent aussi être halés avec un treuil convenablement placé. Dans les situations difficiles (montagnes, marécages), on utilise des wagonnets à bogies sur voies de 0,6 m ; les supports sont amarrés sur palonniers articulés, reliés par une barre d'accouplement.

4.2. Établissement des fouilles. — Les dimensions des fouilles sont imposées par celles des massifs quand ils existent. Ce travail de terrassement est parfois réalisé au moyen d'une pelle à poteau ou *pelle curette* (fig. IX-25) lorsqu'il est nécessaire de creuser un trou étroit. Dans les terrains où les flancs de fouilles sont susceptibles d'éboulements, les implantations se font au fur et à mesure de l'ouverture de ces fouilles : l'équipe qui monte les supports

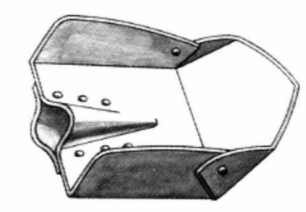
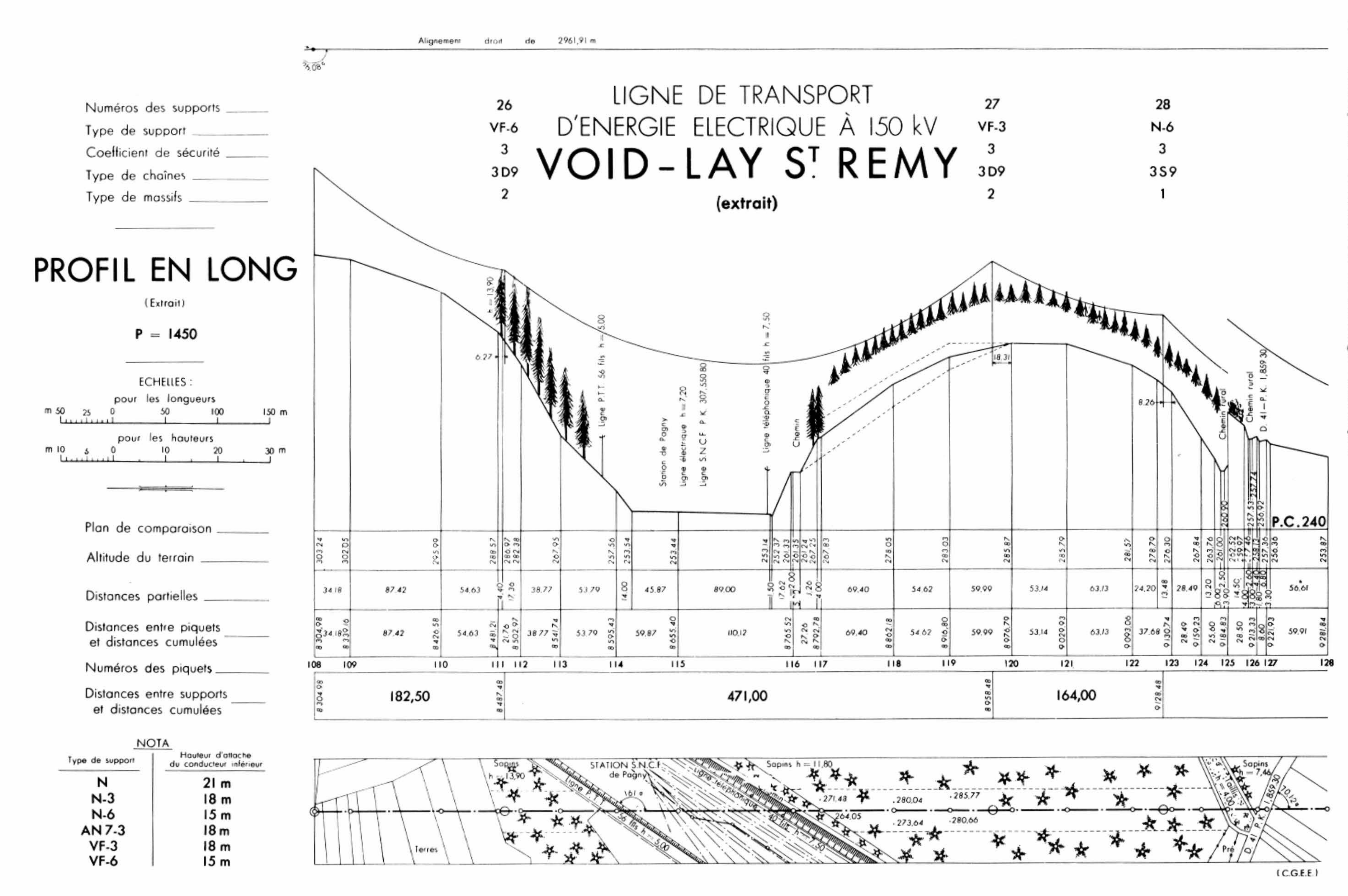


Fig. IX-25

suit immédiatement l'équipe de terrassement. En revanche en terrain rocheux, l'emploi des explosifs est souvent nécessaire et l'équipe de fouille doit posséder une avance suffisante sur l'équipe qui assure le montage des poteaux.

4.3. Implantation des supports. — Les supports étant distribués à pied d'œuvre, leur « levage » est exécuté essentiellement selon deux procédés.


Alignement droit de 2961,91 m
LIGNE DE TRANSPORT
D'ENERGIE ELECTRIQUE À 150 kV
VOID-LAY S^{T}. REMY
(extrait)
Numéros des supports
Type de support
Coefficient de sécurité
Type de chaînes
Type de massifs
26 VF-6 3 3D9 2
27 VF-3 3 3D9 2
28 N-6 3 3S9 1
PROFIL EN LONG
(Extrait)
P = 1450
ECHELLES :
pour les longueurs
pour les hauteurs
Plan de comparaison
Altitude du terrain
Distances partielles
Distances entre piquets et distances cumulées
Numéros des piquets
Distances entre supports et distances cumulées
182,50
471,00
164,00
P.C. 240
Ligne P.T.T. 56 fils h = 5,00
Station de Pagny
Ligne électrique h = 7,20
Ligne S.N.C.F. P.K. 307,550 80
Ligne téléphonique 40 fils h = 7,50
Chemin
Chemin rural
D. 41 — P.K. 1,859 30
STATION S.N.C.F. de Pagny
Sapins h = 13,90
Sapins h = 11,80
Sapins h = 7,46
Terres
Taillis
Pré
NOTA
Type de support — Hauteur d'attache du conducteur inférieur
N — 21 m
N-3 — 18 m
N-6 — 15 m
AN 7-3 — 18 m
VF-3 — 18 m
VF-6 — 15 m
(C.G.E.E.)

4.3.1. Levage à la fourche (fig. IX-26). — Le poteau, en position oblique, est posé sur un côté de la fouille tandis que le pied bute contre une paroi protégée par une planche. Ensuite, il est levé à l'aide de fourches. Le poteau glisse jusqu'en fond de fouille où il vient reposer sur une pierre plate. Il est ensuite calé correctement avec des pierres et de la terre de déblai ou du béton. Ce procédé est surtout utilisable lorsqu'il s'agit de poteaux en bois, de petits poteaux en béton et de pylônes de dimensions réduites.

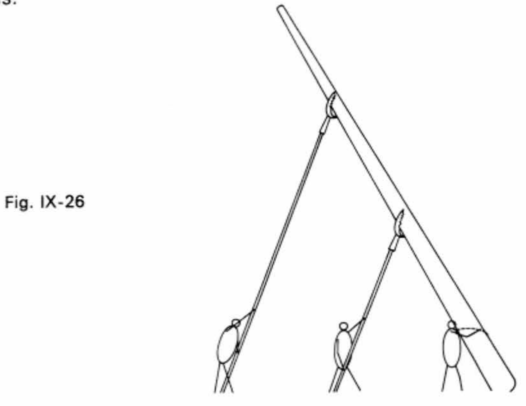


Fig. IX-26

4.3.2. Levage à la chèvre. — Ce procédé nécessite l'emploi d'une chèvre et d'un treuil de levage.

Le *treuil peut être fixé à la chèvre* (fig. IX-27) si la hauteur utile de levage de la chèvre est environ les deux tiers de celle du support à lever. Le poteau est placé en travers de la fouille de manière que son centre de gravité soit sensiblement au-dessus de la fouille.

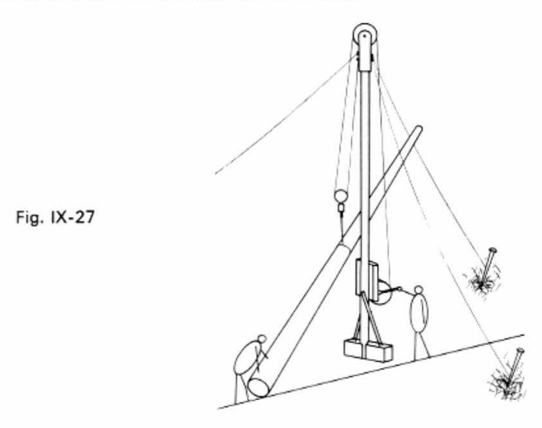


Fig. IX-27

La chèvre est dressée et solidement haubanée. Le poteau est attaché en deux points au moyen d'élingues ou de chaînes d'acier pour que l'effort de traction du crochet de levage s'exerce légèrement au-dessus du centre de gravité. Au fur et à mesure que le poteau monte, il tend à se redresser. Quand il est presque vertical, il est descendu dans la fouille et calé comme précédemment. Ce procédé présente un inconvénient sérieux : le personnel doit travailler sous la charge.

Le *treuil et la chèvre peuvent être indépendants* (fig. IX-28). Le support est placé perpendiculairement à la chèvre, pied engagé dans la fouille, tête levée à 1 m du sol à l'aide de crics.

La chèvre est dressée et solidement haubanée entre le poteau et le treuil. Celui-ci est amarré dans le prolongement du support, le plus loin possible de la chèvre. Des haubans, fixés en tête du poteau, permettent de maintenir celui-ci pendant le levage, de telle sorte qu'il prenne directement sa place en fin d'opération. Ce procédé, appelé « levage par pivotement », ne nécessite pas de personnel dans la zone dangereuse.

Pour des supports plus importants (fig. IX-29), il est possible d'utiliser plusieurs brins de treuil et, en variante, une chèvre avec rotation dans le plan du support. Pour les

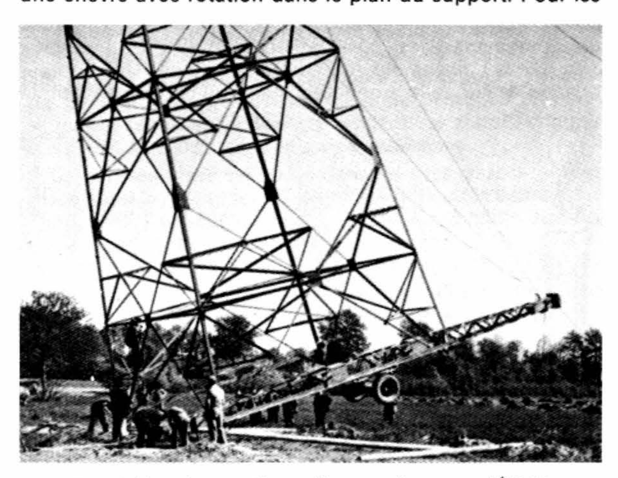


Fig. IX-29 — Levage d'un pylône par pivotement (*É.D.F.*)

grands pylônes, cette méthode de levage par rotation entraîne des efforts de compression importants, pour lesquels ils ne sont pas prévus. Pour cette raison, ils sont levés « à l'avancement », c'est-à-dire par éléments qui sont boulonnés sur place. Les éléments déjà en place servent à supporter les organes de levage de l'élément suivant (fig. IX-30).

Les armements à isolateurs rigides sont exécutés complètement avant levage, mais les isolateurs en chaîne sont montés après levage à cause des risques de bris qui résultent de leur mobilité.

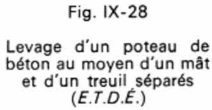
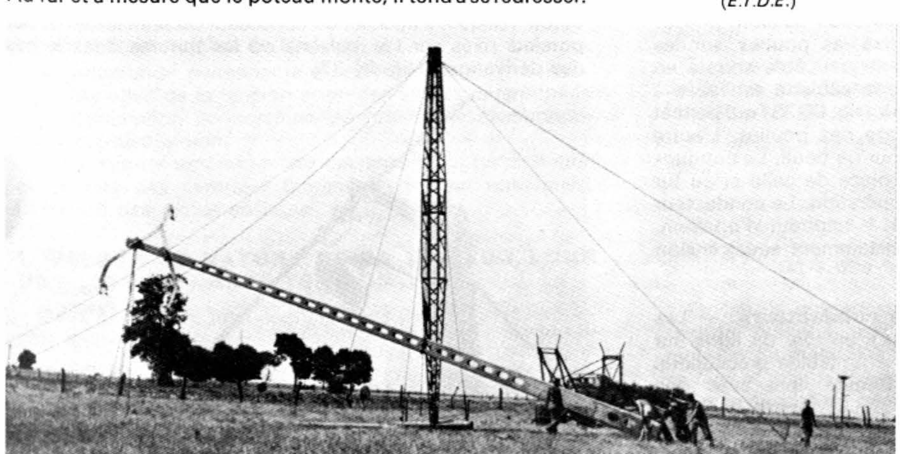


Fig. IX-28

Levage d'un poteau de béton au moyen d'un mât et d'un treuil séparés (*E.T.D.É.*)



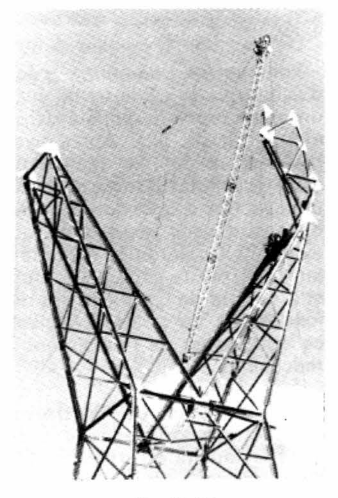


Fig. IX-30

Montage d'un pylône (*Gloaguen-É.D.F.*)

4.4. Déroulage des conducteurs. — L'opération de déroulage des conducteurs est une opération délicate et minutieuse. En effet, surtout si les conducteurs sont en aluminium ou en aluminium à âme d'acier, il y a de nombreuses précautions à prendre pour ne pas les blesser, les corroder et diminuer ainsi leur résistance mécanique. En particulier, tout contact direct avec des corps durs, susceptibles de les entamer, est évité en interposant des écrans en bois ou en aluminium entre conducteur et obstacle frotté.

Les tourets ont un diamètre suffisant pour que la couche extérieure du câble puisse être protégée par un matelas de paille ou de toile d'emballage, pendant le transport et les manipulations. Pour le déroulage proprement dit, le touret est monté sur un dévidoir fixé sur un chariot qui est déplacé le long de la ligne. Le câble est posé provisoirement sur les isolateurs dès que le chariot dépasse un support. Dans le cas de petites sections, le dévidoir peut être fixé et le câble est alors tiré à la main ou à l'aide d'un tracteur (s'il s'agit de câbles importants à tirer à travers champs). Pour que le câble ne traîne pas sur le sol et sur les ferrures de l'armement, il est passé sur des poulies de déroulage (fig. IX-31) fixées sur les bras d'isolateurs. Un monteur *qualifié* veille à la bonne tension du câble pendant le déroulage et vérifie ses *défauts d'aspects* (blessures, coques, brins brisés, défauts de graissage). En cas de défaut, le câble est sectionné pour éliminer la partie défectueuse et les parties saines sont ensuite raccordées.

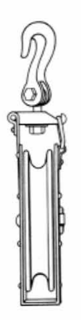
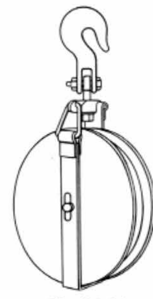




Fig. IX-31

Avant de procéder au déroulage, tous les arbres susceptibles de gêner la pose ou ultérieurement de perturber l'exploitation sont élagués ou abattus.

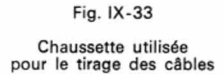
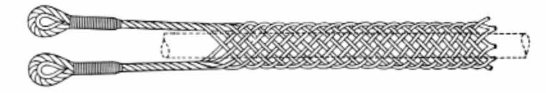



Fig. IX-33

Chaussette utilisée pour le tirage des câbles

Lorsque les opérations précédentes ne permettent pas d'éviter que le câble traîne sur le sol, on a alors recours à un autre procédé, appelé déroulage sous tension (mécanique; fig. IX-32). Après avoir fixé les poulies sur les pylônes, en premier lieu on déroule un câble souple en acier (câblette). Une extrémité de la câblette est reliée à un manchon souple ou « chaussette » (fig. IX-33) qui permet de passer sans heurt dans la gorge des poulies. L'autre extrémité est enroulée sur le tambour de treuil. Le conducteur, tiré par la câblette, prend la place de celle-ci au fur et à mesure de l'avancement de l'opération. Le conducteur forme trois ou quatre boucles sur le tambour d'un frein, ce qui permet de le maintenir constamment sous tension mécanique.

4.5. Réglage et fixation des conducteurs. — Les conducteurs à régler sont « arrêtés » en tête de ligne sur leurs isolateurs ou « jonctionnés » à la câblée précédente. Une traction est exercée à l'extrémité libre avec une moufle et une élingue en acier, afin d'obtenir la flèche désirée (elle est fonction de la température ambiante). Les câbles sont agrippés à l'aide de pinces de tirage munies d'un câble de rappel pour récupération si elles sont inaccessibles après tirage. La flèche se vérifie à l'aide de deux mires mobiles le long de règles accrochées à des ferrures d'isolateurs (fig. IX-34).

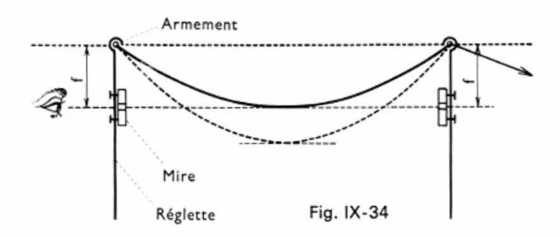


Fig. IX-34

Les conducteurs sont fixés sur les isolateurs rigides par une ligature, par des colliers ou par des griffes spéciales (fig. IX-35).

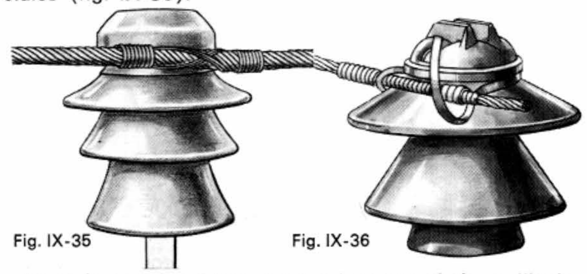


Fig. IX-35 Fig. IX-36

Dans le cas des lignes suspendues sur chaînes d'isolateurs, on utilise des pinces spéciales suspendues.

Pour les *lignes en aluminium*, souvent on emploie des attaches-rubans, constituées par un fil d'aluminium de diamètre approprié à la dimension du câble à fixer, aplati par laminage à ses extrémités et recourbé en son milieu au gabarit du col de l'isolateur. La partie plate, légèrement recuite après laminage pour enlever l'écrouissage, est enroulée en ruban autour du câble de chaque côté de l'isolateur (fig. IX-36). Au droit de la ligature, on enroule en spirale, autour du câble en aluminium, une bande mince d'aluminium recuit dite « bande de protection », qui empêche l'usure du conducteur par frottement contre l'isolateur.

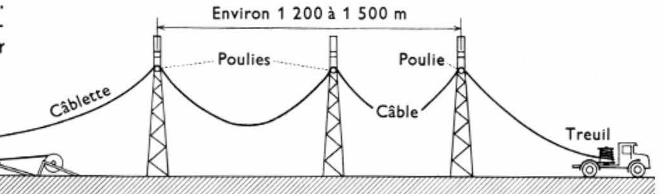


Fig. IX-32

5. RÉSEAUX B.T. PRÉASSEMBLÉS

Dans le passé, la distribution B.T. dans les petites villes et les agglomérations rurales était réalisée à l'aide de conducteurs nus fixés sur isolateurs. Ces isolateurs étaient montés sur poteaux en bois ou quelquefois en béton lorsqu'il s'agissait de canalisations principales et sur potelets fixés sur les maisons ou les toitures dans le cas des dérivations (fig. IX-37).

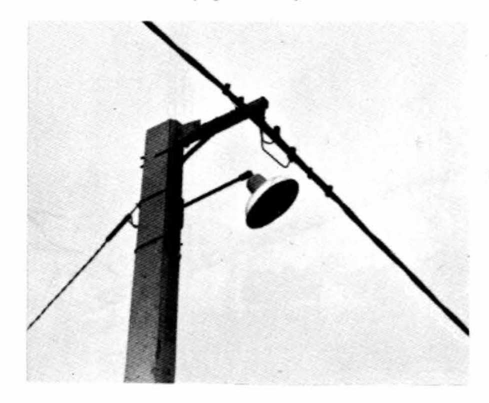


Fig. IX-37

(Claude Papelier)

Les progrès techniques apportés dans l'élaboration des câbles préassemblés et de leurs accessoires, ont permis de réaliser économiquement des réseaux aériens pour B.T. Ils offrent l'avantage de permettre un accroissement de près de 40 % de la capacité de transport du réseau (par suite de la diminution de la réactance) et une diminution des risques électriques du fait de l'isolation de ces canalisations.

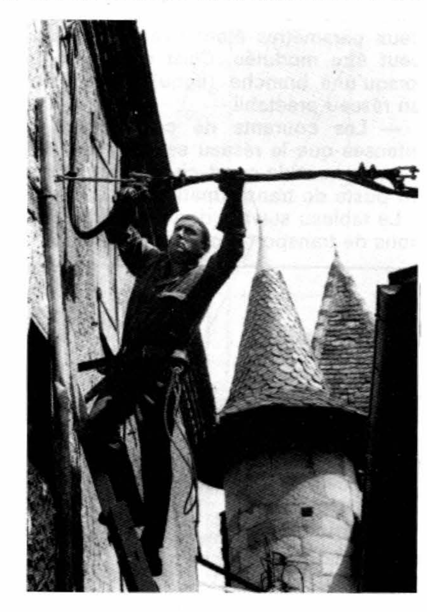
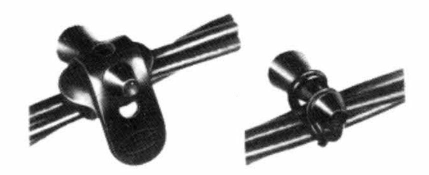


Fig. IX-38

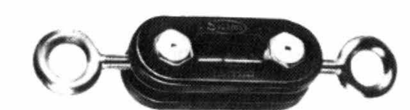
Pose d'un réseau isolé en câbles préassemblés sur une façade

L'exploitation se trouve améliorée en même temps que les risques dus aux chocs, aux tempêtes sont éliminés du fait, d'une part, de l'absence d'isolateurs et, d'autre part, de la compacité de la canalisation. La tenue aux contraintes mécaniques est excellente car un câble porteur est intégré dans la canalisation. Le réseau préassemblé est esthétique et il offre l'avantage de respecter les divers impératifs d'urbanisme (fig. IX-38). Les poteaux ne sont plus utiles et les canalisations d'éclairage peuvent facilement être incorporées autour d'un porteur unique.

Le *faisceau tendu sur façade* est très utilisé et très économique. Des tendeurs sur pinces d'ancrage sont fixés



Têtons supports de câbles avec ligature torique ou patte perforée



Tendeur autorégulateur de tension pour câble isolé de réseau

Connecteur de dérivation avec capot et coupelle (*Sicame*)

sur le neutre porteur isolé. Les supports d'alignement maintiennent le câble de place en place et évitent qu'il ne « festonne ». L'écartement entre réseau et façade, compris entre 12 et 15 cm, est suffisant pour permettre la réfection de celle-ci sans gêne. Dans certains passages difficiles, le réseau tendu est autoporté grâce à un simple changement des supports dans la partie intéressée.

Le *faisceau porté* est utilisé dans les sites classés ; il remplace aussi le réseau tendu quand les difficultés de parcours l'imposent. Il est fixé au moyen de colliers, à faible distance de la façade, pour se confondre avec celle-ci. Son prix de revient est plus élevé que celui du réseau tendu.

Dans les traversées, le neutre porteur est tendu sur pinces d'ancrage fixées de chaque côté de la rue.

6. ENTRETIEN

Les lignes sont entretenues régulièrement. Il est procédé à une visite des ouvrages au moins une fois l'an, afin de noter les anomalies constatées concernant les isolateurs (fêlés, cassés, descellés), les ferrures (desserrées, oxydées, foudroyées), les attaches (défaites, desserrées), les supports (ébranlés, descellés, fendus, oxydés).

Certaines visites nécessitent l'utilisation de l'hélicoptère. Dans ces cas, le spécialiste chargé de ce travail est muni de jumelles de bonne qualité.

CHAPITRE X

LES LIGNES AÉRIENNES EN HAUTE ET TRÈS HAUTE TENSION

L'objet du présent chapitre est de montrer comment il est possible d'assurer convenablement le transport de l'énergie électrique depuis les zones de production jusqu'aux zones de consommation. La qualité de ce transport est définie par un certain nombre de critères :

— Adaptation permanente à la demande.
— Maintien de la tension entre des limites déterminées.
— Conception économique de l'ensemble production-transport-distribution.
— Gestion économique de cet ensemble (exploitation en priorité des centrales thermiques à haut rendement, limitation des pertes en ligne, etc.).

1. VALEUR ET NATURE DE LA TENSION POUR UNE LIGNE À HAUTE TENSION

Deux paramètres interviennent dans le coût de construction d'une ligne de transport :

— Le prix des conducteurs.
— Le prix des pylônes et des chaînes d'isolateurs.

1.1. Influence de la valeur de la tension. — Considérons une ligne caractérisée :

— par la valeur efficace de sa tension d'utilisation : U_{eff} ;
— par la section S de ses conducteurs ;
— par la densité de courant δ admissible dans cette section.

Supposons que cette ligne soit remplacée par une autre de même nature mais de section S', alimentée sous une tension plus grande : $U'_{\text{eff}} = \alpha\, U_{\text{eff}}$ ($\alpha > 1$).

À *puissance transmise et à densité de courant égales*, il vient :

$$U_{\text{eff}}\, I_{\text{eff}} = U'_{\text{eff}}\, I'_{\text{eff}}$$

Cette condition est satisfaite si la section S' est égale à :

$S' = \dfrac{S}{\alpha}$, c'est-à-dire plus faible que S.

En fait, le rapport surface-volume augmente lorsque la section diminue, ce qui conduit à un échauffement moindre du métal, l'échange thermique avec l'air ambiant se faisant mieux. Il est donc possible d'augmenter légèrement la densité de courant.

Ainsi, à service égal, les câbles sont meilleur marché et, en outre, les efforts exercés sur les pylônes diminuent.

En fait, la diminution de section est vite limitée :

— par le champ disruptif à la surface des conducteurs (effet couronne, V. ci-après) ;

— par l'augmentation de la réactance linéique de la ligne (limitation de la puissance transportée en alternatif).

Par ailleurs, le choix d'une tension plus grande impose une augmentation des dimensions de pylône et un renforcement de l'isolation. L'expérience montre cependant que le bilan économique, lié à l'élévation de tension, est largement positif lorsque la puissance à transporter augmente.

Les tensions normalisées retenues par Électricité de France sont les suivantes : 63 kV (72 kV), 90 kV (100 kV), 150 kV, 225 kV (245 kV), 380 kV (420 kV), 730 kV. Les valeurs données entre parenthèses correspondent aux niveaux d'isolement du matériel.

1.2. Tension alternative ou tension continue. — Considérons maintenant une ligne monophasée définie :

— par sa tension de service U_{eff} ;

— par l'intensité efficace I_{eff} du courant qui peut la traverser ;

— par sa résistance R ;

— par sa réactance $L\omega$ à 50 Hz.

Le tracé du diagramme (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 22) de la chute de tension pour un courant d'intensité efficace I_{eff} égale à l'intensité I du courant continu utilisé pour la comparaison, montre que cette chute est beaucoup plus importante en alternatif qu'en continu (fig. X-1). Autrement dit, à chute de tension égale, la puissance transportée par la même ligne est plus importante en continu.

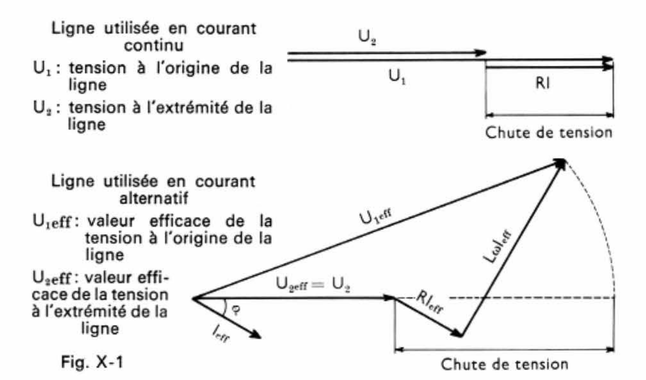


Fig. X-1

Avec le courant alternatif, il est aisé de porter la tension à la valeur voulue pour le transport à l'aide de transformateurs statiques (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 5), puis d'abaisser cette nouvelle tension à la valeur d'utilisation au point où doit être consommée l'énergie ; ainsi, le réseau de transport ne demande qu'une surveillance réduite et un minimum d'entretien. Avec le courant continu, il n'est pas possible de transformer la tension sans organes mobiles ou de la produire directement à une valeur compatible avec les impératifs du transport (il n'est pas pratique de mettre des machines en série). On est alors conduit à produire l'énergie électrique sous forme de courant alternatif, facilement transformable ; la haute tension ainsi produite est rendue continue à l'aide de redresseurs statiques ; à l'autre extrémité de la ligne à courant continu, des onduleurs permettent la transformation contraire (V. t. 1, Électronique, chap. 19).

Le courant continu peut être avantageux :

— pour le transport de très grandes puissances sur de très longs trajets, sans prélèvement intermédiaire ;

— pour le transport de puissances moyennes au moyen de câbles souterrains ou sous-marins (meilleure tenue des diélectriques, absence de pertes et d'échauffements diélectriques, absence de courant réactif dû à la capacité du câble) ;

— pour l'interconnexion de réseaux à fréquences différentes (ex. : réseaux japonais).

Le transport à courant continu offre en outre deux possibilités : la puissance permanente transitée peut être modulée très rapidement et la valeur des courants de court-circuit, liés à un défaut côté continu ou alternatif, peut être réduite dès l'apparition de ce défaut (les inductances de lissage empêchent une variation brutale du courant lors du court-circuit).

En courant alternatif, ces deux possibilités n'existent pas :

— La puissance active transitée est fonction des tensions aux extrémités de la ligne (module et phase). Ces deux paramètres étant fixés, la puissance transportée ne peut être modulée. C'est ce qui se passe en particulier lorsqu'une branche (ligne) supplémentaire est ajoutée à un réseau préétabli.

— Les courants de court-circuit sont d'autant plus intenses que le réseau est plus maillé (l'intensité efficace d'un courant de court-circuit peut atteindre 40 000 A dans un poste de transformation de 380 kV).

Le tableau suivant donne quelques exemples de réalisations de transport à courant continu :

Région	Puissance (mégawatts)	Longueur de la ligne (kilomètres)	Tension (kilovolts)
Volgograd-Donbass (U.R.S.S.)	720	473	± 400
Pacific-Intertie 1 États-Unis d'Amérique	2 × 1 440	1 330	± 400
Nelson-River (Canada)	1 620	900	± 450
Carbora-Bassa (Afrique)	1 700	1 400	± 500
Kajakhstan Nord-Centre (U.R.S.S.)	6 000	2 500	± 750

Les progrès technologiques, liés à la fabrication des semiconducteurs, devraient permettre d'augmenter la proportion de lignes à courant continu par rapport aux lignes à courant alternatif.

2. CHOIX DES CÂBLES ET JONCTIONS

Le centre d'équipement du réseau de transport d'Électricité de France (*C.É.R.T.*) utilise exclusivement des câbles en aluminium (allié ou non) pour l'équipement des lignes. Ces câbles peuvent être en aluminium pur avec âme d'acier, en almelec (A-GS/L) avec âme d'acier, en almelec homogène (V. chap. 4). Ils servent aussi bien pour le transport de l'énergie (câbles de phase au nombre de 3) que pour la protection de ces derniers contre les surtensions d'origine atmosphérique (câbles de garde). Il convient de remarquer que les lignes ne sont pas nécessairement équipées de câbles de garde sur toute leur longueur.

L'almelec est un alliage aluminium-magnésium-silicium. Sa résistivité, supérieure à celle de l'aluminium ($3{,}25 . 10^{-8}$ Ω-m contre $2{,}82 . 10^{-8}$ Ω-m), est compensée par une meilleure tenue mécanique.

2.1. Échauffement d'un câble. — En *régime permanent*, un câble est le siège d'un dégagement de chaleur (effet Joule). Un échauffement trop important correspondrait à des pertes de puissance actives inadmissibles et il entraînerait :

— un rapprochement des conducteurs avec le sol ;

— une diminution progressive dans le temps des caractéristiques mécaniques de l'almelec (qui tendent alors vers celles de l'aluminium pur) ;

— le dépassement de la température, dite de *goutte*, de la graisse protégeant le câble.

Cet échauffement dépend évidemment de la chaleur reçue par le câble sous l'effet du rayonnement solaire, du pouvoir émissif de la surface extérieure du câble et de la vitesse du vent au niveau du câble. Un certain nombre de formules, empiriques ou semi-empiriques, permettent de déterminer l'intensité admissible dans un câble en fonction de l'échauffement. Des diagrammes permettent

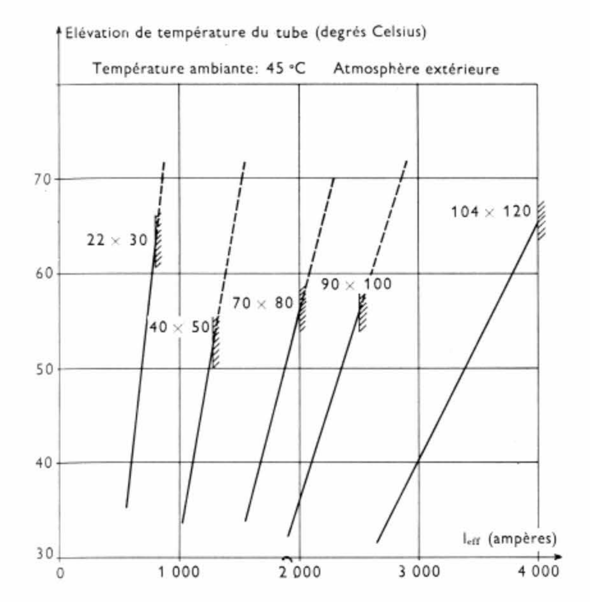


Fig. X-2 a — Échauffements sous intensité permanente des tubes en alliage d'aluminium-magnésium-silicium (A.GS/L) (*É.D.F.*)

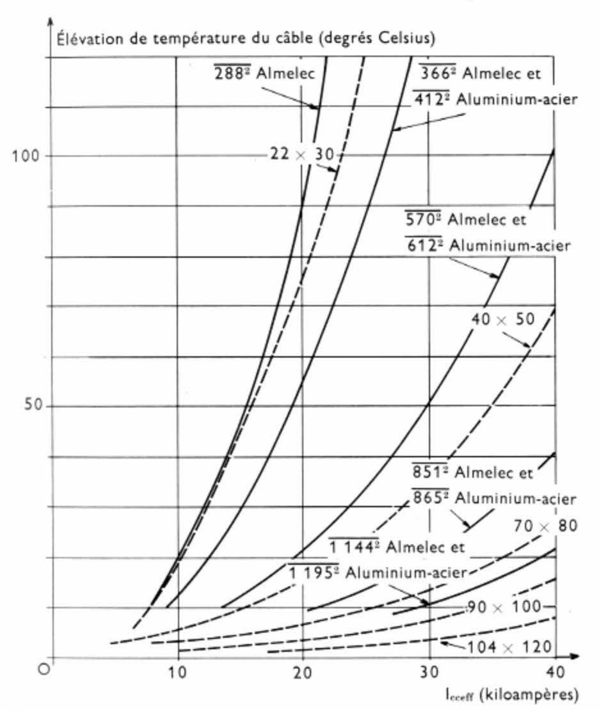


Fig. X-2 b — Échauffements sous intensité permanente des câbles en alliage d'aluminium-magnésium-silicium (almelec) et des câbles en aluminium-acier (*É.D.F.*)

de connaître cet échauffement dans des cas déterminés (fig. X-2 a et b).

L'échauffement dû à un court-circuit se superpose à l'échauffement permanent. Les protections éliminent le court-circuit en moins d'une seconde; il est possible de considérer qu'il n'y a pas d'échange thermique avec l'extérieur pendant ce temps. L'énergie du court-circuit est transformée entièrement en chaleur dans la ligne et l'élévation de température du câble qui en résulte peut être très importante (fig. X-3).

2.2. Jonctions. — Les jonctions doivent assurer la liaison des extrémités des câbles, aussi bien au point de vue mécanique qu'électrique. Leur résistance électrique doit être négligeable (norme NF C 66-800); elles doivent conserver leurs qualités dans le temps et bien résister aux

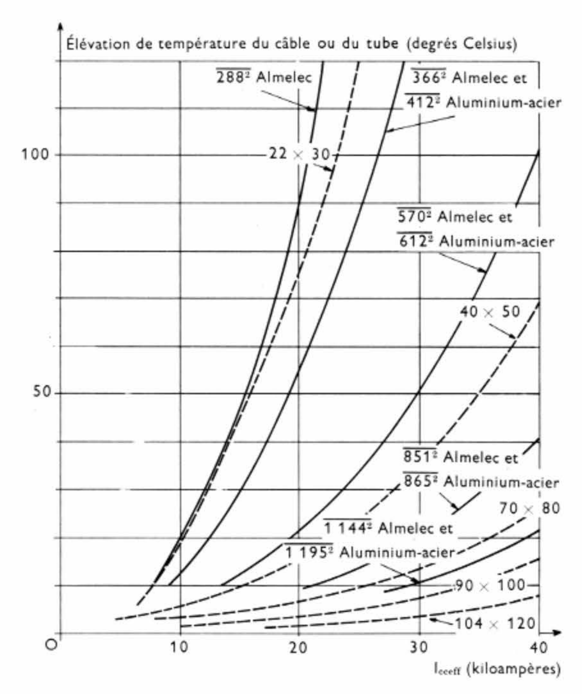


Fig. X-3 — Échauffements pendant un court-circuit d'une seconde des câbles et tubes en alliage d'aluminium-magnésium-silicium (A.GS/L) et des câbles en aluminium-acier (*É.D.F.*)

agents atmosphériques. En outre, leur résistance mécanique doit être au moins égale à celle du conducteur correspondant (les jonctions pour postes de transformation pouvant échapper à cette dernière règle).

Le manchon comprimé, d'un usage courant pour les lignes construites par Électricité de France, se compose d'un tube cylindrique en aluminium pur ou allié. Il est comprimé sur le câble à l'aide d'une presse hydraulique dans une matrice de forme hexagonale. La largeur de cette matrice est telle que la compression doit se faire par passes successives, le filage du métal se traduisant par un allongement du cylindre à prendre en compte dans le processus opératoire. Lorsque le câble n'est pas homogène (câble aluminium-acier ou almelec-acier), il convient d'abord de joindre les âmes à l'aide d'un tube en acier doux, puis de recouvrir ensuite ce premier joint à l'aide du manchon en aluminium qui est glissé sur le câble, puis comprimé tant sur le tube d'acier que sur l'aluminium (ou l'almelec). De même, il est possible de réparer un câble détérioré (par un arc, par exemple) à l'aide d'un manchon de réparation constitué par deux demi-coquilles qui s'emboîtent par queue d'aronde et qui sont ensuite comprimées.

Les manchons comprimés assurent le raccordement des tourets de câbles, l'ancrage sur certains pylônes ou la dérivation en cours de portée. Dans les deux derniers cas, ils sont équipés de plage de dérivation.

Signalons qu'il existe d'autres techniques de raccordement:

— Le manchon à coincement conique.

— Le manchon étiré (dans lequel la pression exercée par le tube sur le câble est obtenue par étirage du manchon).

— Le manchon préformé (qui permet de constituer une couche supplémentaire de brins autour du câble.

— Le manchon comprimé à l'aide d'une charge explosive.

— Le bloc de dédoublement à étrier.

Un raccordement aluminium-cuivre d'une ligne aérienne ou d'une installation extérieure doit être réalisé en prenant un certain nombre de précautions (raccordement bimétallique). Il convient, en effet, d'éviter la pénétration d'humidité à l'intérieur du joint; l'eau constituerait l'électrolyte d'une pile électrochimique aluminium-cuivre (V. t. 2, Électrochimie, chap. 4) et le joint se détériorerait rapidement. L'utilisation convenable de plaquettes bimétalliques, obtenues par laminage simultané, permet de remédier à cet inconvénient.

3. INFLUENCE DE L'EFFET COURONNE

Lorsque la tension entre un conducteur et le sol augmente progressivement, à partir d'un seuil apparaît une luminescence autour du conducteur (cela est très visible dans l'obscurité). Ce seuil est appelé *tension critique visuelle*. Si cette tension croît encore, la luminescence augmente : il est possible d'observer une couronne très lumineuse autour du conducteur (d'où le nom donné à l'effet). En plus, un bruissement caractéristique peut être perçu et les réceptions radiophoniques alentour sont perturbées.

Les pertes de puissance augmentent proportionnellement à la différence entre la tension appliquée U_{eff} et une certaine tension U_{cd}, appelée *tension critique disruptive*, légèrement inférieure à la tension critique visuelle U_{cv} :

$$p = K(U_{eff} - U_{cd}) \qquad (K = \text{Cte})$$

Si la tension croît encore jusqu'à une valeur appelée tension critique de décharge U_d, un arc s'amorce.

La valeur des pertes par effet couronne dépend des conditions météorologiques et de la masse volumique de l'air (donc de l'altitude).

3.1. Analyse du phénomène. — L'air ambiant, soumis d'une manière permanente au rayonnement cosmique, est légèrement ionisé. Les ions, ainsi constitués, parcourent un certain trajet avant de se recombiner (libre parcours moyen).

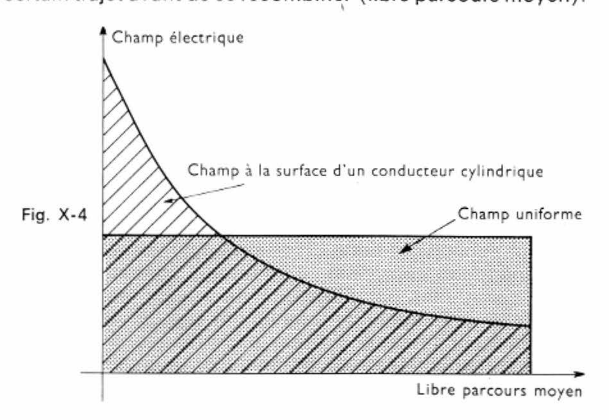


Fig. X-4

L'énergie d'un ion est proportionnelle à la surface de l'une ou l'autre des courbes

Soumis aux effets d'un champ électrique, ils sont mis en mouvement et acquièrent une certaine énergie cinétique (fig. X-4) ; une ionisation par chocs (V. t. 1, Électronique, chap. 4) se produit alors, donnant des ions supplémentaires. Le champ électrique minimal permettant d'induire ce phénomène est un champ uniforme, voisin de 30 kV/cm, appelé *champ disruptif de l'air*.

Au voisinage des conducteurs de ligne, le champ électrique est rapidement variable (faible rayon de courbure des surfaces équipotentielles) et, à effet ionique identique, contre le conducteur, la valeur de crête de ce champ est supérieure à celle du champ uniforme défini précédemment. Il convient de noter, en passant, que le champ électrique, à la surface d'un câble, est fortement modifié par la courbure des brins élémentaires (effet de brin) et par l'état de surface (poussières, graisse, etc.).

3.2. Conducteur isolé dans l'espace. — Imaginons qu'un conducteur de rayon r soit placé à une distance constante h du sol et que la différence de potentiel conducteur-sol soit alternative. L'ionisation de l'air libère des ions positifs et des ions négatifs ; les premiers se déplacent dans la direction du champ électrique et les seconds dans le sens contraire. À un instant déterminé, supposons que ce champ soit dirigé vers l'extérieur ; les ions négatifs sont neutralisés au niveau du conducteur (chargé positivement), tandis que les ions positifs s'éloignent, entraînant avec eux des molécules d'air (souffle électrostatique). Freinés par des chocs, soumis aux effets d'un champ électrique rapidement décroissant, les ions positifs, peu mobiles, forment une *charge d'espace*. Lors du changement d'alternance, cette charge d'espace augmente le champ à la périphérie du conducteur (champ dirigé vers l'intérieur) et le phénomène d'ionisation par choc se produit pour une valeur de la différence de potentiel inférieure à celle qui a été calculée en supposant le câble isolé dans l'espace. Des ions positifs se recombinent progressivement avec des ions négatifs qui s'éloignent, tandis que d'autres ions négatifs forment à leur tour une nouvelle charge d'espace. Le phénomène se reproduit de manière identique à chaque alternance.

Les pertes par effet couronne correspondent à l'énergie d'ionisation et au déplacement de la charge d'espace. Si nous appelons E_1 le champ électrique disruptif dans l'air ($E_1 = 30$ kV/cm), le champ critique visuel à la surface du conducteur est donné par la relation pratique suivante (formule de Peek) :

$$E_{0\,\text{crête}} = E_1\,\delta\left(1 + \frac{0{,}03}{\sqrt{\delta r}}\right) \qquad (\text{avec } E_1 = 30 \text{ kV/cm})$$

dans laquelle δ est le rapport de la densité de l'air dans les conditions considérées et de la valeur que prend cette densité sous une pression de 760 mm de mercure et à une température de 20 °C alors que r est le rayon du conducteur exprimé en mètres.

Le facteur δ permet de connaître l'influence de l'altitude et de la température sur l'effet couronne. Toutes choses étant égales par ailleurs, l'effet couronne est d'autant plus critique que l'altitude augmente.

Des essais effectués par Électricité de France à Chevilly-Larue ont permis d'établir une formule empirique donnant le seuil des pertes :

$$E_{0\,\text{eff}} = 30\,\delta^{\frac{2}{3}}\,(1 - 7\,r)$$

lorsque les conditions suivantes sont satisfaites :

$$7.10^{-3}\text{m} < r < 25.10^{-3}\text{m}$$
$$0{,}5 < \delta < 1{,}2$$

La différence de potentiel correspondante est donnée par la relation suivante :

$$V_{0\text{eff}} = \frac{10^5\,r}{18\,C}\,E_{0\text{eff}}$$

si nous désignons par : C la capacité linéique de la ligne (nanofarads par kilomètre) et par r le rayon du conducteur (mètres).

Les différentes relations que nous venons de donner montrent qu'il y a tout intérêt à augmenter le rayon du câble. Les caractéristiques électriques et mécaniques de l'aluminium permettent cette augmentation. L'utilisation de câbles creux serait encore plus favorable. Une autre solution consiste à utiliser des faisceaux de câbles (plusieurs câbles en parallèle pour une même phase).

3.3. Conducteurs en faisceaux. — Le réseau à 380 kV d'Électricité de France est équipé de faisceaux à deux câbles ($n = 2$) ; le futur réseau à 730 kV sera probablement équipé de faisceaux à quatre câbles ($n = 4$). Les n câbles du faisceau sont disposés régulièrement sur un cercle de rayon R.

L'avantage de cette disposition peut être mis en évidence au moyen de deux formules. Soit S la section totale pour une ligne de phase ; r et r' étant respectivement le rayon d'un câble dans l'un et l'autre cas, nous pouvons écrire que cette section est égale à ($\pi\,r^2$) avec un câble seul et à ($2\pi\,r'^2$) pour un faisceau de deux câbles. À surfaces égales et donc à poids égaux, nous voyons que le rayon r' est donné par l'égalité suivante :

$$r' = \frac{r}{\sqrt{2}}$$

Par ailleurs, la capacité linéique C d'un câble isolé par rapport au sol est égale à :

$$C = \frac{1}{2\ln\dfrac{2h}{r}} \qquad (h \text{ étant la hauteur au-dessus du sol})$$

et pour le faisceau, cette capacité est égale à :

$$C = \frac{n}{2\ln\dfrac{(2h)^n}{nr'R^{n-1}}} = \frac{1}{\ln\dfrac{(2h)^2}{2r'R}} \quad (\text{si } n = 2)$$

En comparant ces formules, pour les dispositions habituellement retenues, nous constatons qu'à potentiel égal, la charge prise par un des câbles du faisceau est plus faible que celle prise par un conducteur seul. Le champ électrique correspondant ainsi que l'effet couronne sont donc plus faibles.

Un faisceau présente en outre deux autres avantages :

— la réluctance offerte au flux d'induction est augmentée et, par conséquent, la réactance de la ligne et les chutes de tension sont diminuées ;

— le rapport surface latérale-section droite est augmenté et les échanges thermiques sont plus faciles.

L'utilisation d'un faisceau pose cependant des problèmes de réglage mécanique (lors de la pose).

4. CHAÎNES D'ISOLATEURS

Des isolateurs en verre trempé, du type « capot et tige », servent pour l'armement des lignes. Ils constituent des chaînes articulées, le nombre d'éléments en série étant fonction :

— de la tension de service ;

— du degré de sécurité désiré (surisolement des postes de transformation) ;

— des risques dus à la pollution industrielle (surisolation dans les zones polluées) ;

— des surtensions de manœuvre (longue ligne à vide) ;

— des surtensions d'origine atmosphérique.

Le long d'une chaîne la répartition des contraintes diélectriques n'est pas linéaire. Les éléments les plus proches du câble ou du faisceau de câbles sont très fortement sollicités (30 % de la différence de potentiel). Des anneaux de répartition de champ électrique (anneaux de garde) remédient à cet inconvénient pour les très hautes tensions (380 kV et plus).

Une chaîne d'isolateurs risque toujours d'être polluée (dépôt d'un enduit plus ou moins conducteur). Le choix d'une ligne de fuite importante diminue la probabilité d'amorçage (la ligne de fuite d'une chaîne d'isolateurs est la longueur développée de la partie isolante dans une demi-coupe axiale). Un certain nombre d'isolateurs sont conçus dans ce but (isolateurs antipollution). Signalons que l'utilisation d'enduits siliconés permet une amélioration de la tenue diélectrique des chaînes en zone polluée.

Lorsque l'arc se produit, il convient de l'éloigner immédiatement de la chaîne. C'est le rôle des *raquettes* (côté câbles) et des *cornes* (côté masse). La forme de ces pièces a été étudiée en vue de leur donner le maximum d'efficacité (fig. X-5). Il peut arriver que toutes les précautions prises ne soient pas suffisantes et qu'un ou plusieurs éléments de la chaîne soit perforé par l'arc. Les isolateurs en verre trempé ont leur assiette pulvérisée ; cette destruction ne s'étend pas à la zone isolante située entre le capot et la tige. L'élément garde toutes ses caractéristiques mécaniques. La disparition totale de l'assiette permet une surveillance plus aisée de la ligne ; les éléments défectueux se repèrent très vite (en hélicoptère, par exemple), les isolateurs entiers étant réputés sains.

C'est pour des raisons mécaniques que les isolateurs sont en verre trempé. Contrairement aux métaux, les isolants minéraux solides sont fragiles et ils ne se prêtent pas aux adaptations pseudo-élastiques (fluages des aciers, par exemple). Ils sont en outre très sensibles aux effets d'entaille (microfissures, rayures). L'opération de trempe du verre a donc pour but de créer un champ permanent de contraintes superficielles s'opposant à l'extension des

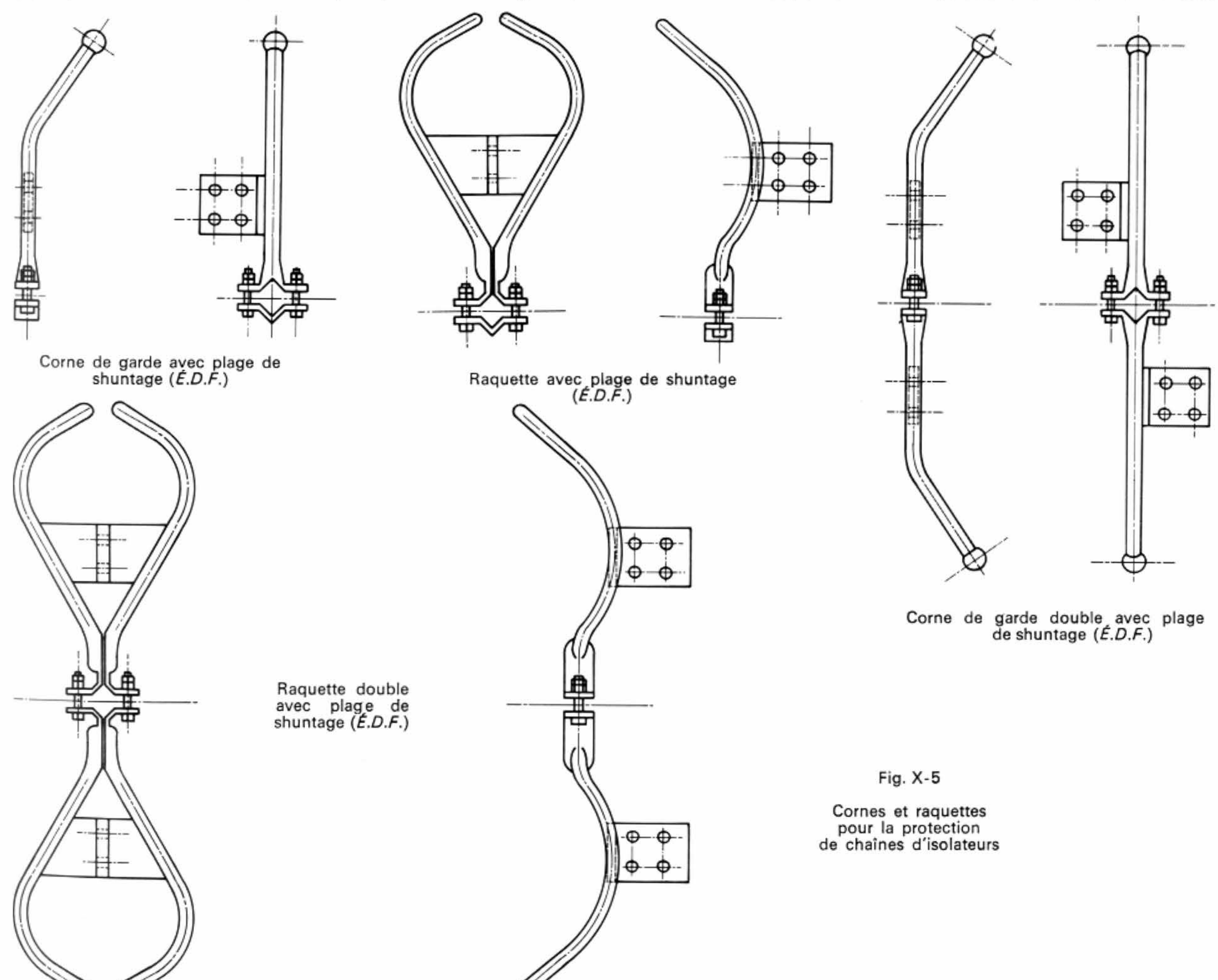


Fig. X-5

Cornes et raquettes pour la protection de chaînes d'isolateurs

fissures. Ce champ de contraintes est obtenu en refroidissant la surface du verre à l'aide de jets d'air ; la surface se figeant et le noyau central se rétractant encore, il apparaît des contraintes d'extension dans le noyau (fig. X-6). La surface de l'isolateur est contrainte au même titre que le béton dans un barrage « voûte ». Les efforts extérieurs exercés sur l'élément ne peuvent être dangereux pour la tenue de l'isolateur que s'ils se traduisent par une contrainte supérieure à la précontrainte de trempe (l'une et l'autre étant opposées).

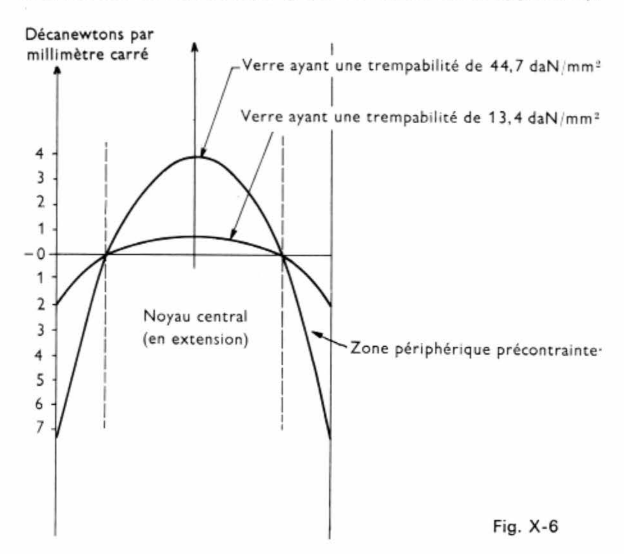


Fig. X-6

Un bon verre à isolateur peut être élaboré à partir des éléments suivants : carbonate de baryte, sulfate de baryte, dolomie, calcaire, phonolite, carbonate de potasse, sable, carbonate de soude. Le verre a d'excellentes caractéristiques diélectriques (sa rigidité diélectrique peut atteindre 1 350 kV/cm contre 400 kV/cm pour les céramiques).

À géométrie égale et à différence de potentiel égale, la capacité de l'isolateur en verre est légèrement supérieure à celle de l'isolateur en céramique (45 pF contre 37 pF environ) ; il se charge donc plus et le champ électrique à la surface de verre risque d'être plus grand. En revanche, la répartition capacitive des potentiels dans la chaîne se fait d'une manière plus régulière. En pratique, les deux phénomènes se compensent.

5. DISTANCE À RESPECTER POUR UNE LIGNE AÉRIENNE

Pour la France, un décret interministériel (13-2-70), appelé souvent « arrêté technique », précise que la distance minimale D à respecter entre une ligne électrique aérienne et le sol ou une installation voisine est la somme de deux distances :

— Une *distance de base b* dépendant de l'encombrement du sol ou de l'installation voisine (présence de zone destinée à la circulation de piétons, route à gabarit normal ou à grand gabarit, voie ferrée, etc.). Pour les conducteurs, la distance de base b au-dessus des terrains de toute nature doit être égale à six mètres.

— Une distance fonction de la tension (*distance de tension t*) ; elle est liée au risque d'amorçage entre la pièce sous tension et une personne ou un véhicule passant à proximité.

Pour une pièce isolée $t = 0$ tandis que, dans le cas de conducteurs nus, cette distance, exprimée en mètres, est donnée en fonction de la valeur efficace de la tension U_{eff} (en kilovolts) par les relations suivantes :

• $t_1 = 0{,}0025\, U_{eff}$ si la probabilité de voisinage est faible (terrain ordinaire) ;

• $t_2 = 0{,}0050\, U_{eff}$ si la probabilité de voisinage est moyenne (terrain agricole normalement accessible à des engins avoisinant quatre mètres) ;

• $t_3 = 0{,}0075\, U_{eff}$ si la probabilité de voisinage est forte (traversées ou surplombs de voies ouvertes à la circulation publique dans leurs parties normalement utilisées pour la circulation des véhicules). Dans ce dernier cas d'ailleurs, la distance totale $(b + t_3)$ ne peut être inférieure à huit mètres.

Les trois coefficients tiennent compte des surtensions possibles (les plus fortes surtensions étant écrêtées par les chaînes d'isolateurs).

U_{eff}	63 kV	90 kV	150 kV	225 kV	380 kV	730 kV
t_1 mètres	0,2	0,2	0,4	0,6	1,0	1,8
t_2 mètres	0,3	0,5	0,8	1,1	2,0	3,7
t_3 mètres	0,5	0,7	1,1	1,7	3,0	5,5

En cas de voisinage de deux lignes, la distance de base est donnée par la relation suivante :

$$b = 1 + \frac{2\,d}{p}\,(0{,}5\,\sqrt{f} - 1)$$

si nous désignons :

— par d la distance au support le plus proche (en mètres) ;

— par p la longueur de la portée (en mètres) ;

— par f la flèche de la portée pour la température maximale de la région (en mètres).

Le calcul est fait pour chacune des portées, le résultat le plus grand étant retenu.

La distance de tension à considérer est alors donnée par la relation : $t_3 = 0{,}0075\, U_{eff}$, U_{eff} étant :

— la plus importante des deux tensions si la tension nominale est inférieure à 50 kV pour l'une des lignes ;

— la tension $U_{eff} = U_{1eff} + 0{,}4\, U_{2eff}$ si la tension nominale des deux lignes est supérieure à 50 kV $(U_{1eff} > U_{2eff})$;

— la tension $U_{eff} = 1{,}25\, U_{1eff}$ si les tensions nominales des deux lignes sont égales mais supérieures à 50 kV.

6. RÉSISTANCE MÉCANIQUE DES OUVRAGES

Les lignes et les postes de transformation à haute tension couvrent la totalité d'un territoire. Dans un but de simplification et malgré la diversité des climats, les règles de construction sont souvent identiques pour tous les ouvrages. Seules des lignes particulières, comme celles construites en montagne, échappent à la règle, les conditions de givre et de vent étant beaucoup plus sévères qu'en plaine.

6.1. Hypothèses climatiques. — Les efforts à prendre en compte pour les conducteurs, les chaînes d'isolateurs, les pylônes et les massifs, comprennent à la fois les charges permanentes (poids propre, tractions exercées par les conducteurs en l'absence de vent, etc.) et la plus défavorable des charges climatiques accidentelles suivantes :

— *Hypothèse A.* — Le vent est supposé exercer une pression de 1 200 N/m² sur les surfaces planes et de 720 N/m² sur la section longitudinale des pièces à section circulaire. La longueur des portées est telle que la probabilité d'avoir un vent de vitesse maximale régulièrement répartie est faible ; la pression du vent sur les câbles fait donc exception à la règle précédente et prend la valeur de 480 N/m². La température correspondant à cette hypothèse est la température moyenne de la région ; Électricité de France retient pour la température moyenne la valeur de 15 °C.

— *Hypothèse B.* — Le vent est supposé exercer une pression de 300 N/m² sur les surfaces planes et de 180 N/m² sur la section longitudinale des pièces à section circulaire. La température correspondant à cette hypothèse est la température la plus basse de la région ; pour cette dernière température, Électricité de France retient la valeur de — 20 °C. En outre, il convient de se prémunir contre les effets du givre pour lesquels l'arrêté technique est moins explicite ; c'est le but de l'hypothèse suivante.

— *Hypothèse-givre.* — Le givre est défini par son épaisseur (2 ou 4 ou 6 cm) et par son poids volumique (δ = 6 000 N/m³). Le vent est supposé exercer une pression de 180 N/m² sur la section longitudinale du conducteur givré, la température étant de — 5 °C.

Pour chacune de ces hypothèses, l'effort linéique fictif exercé sur le câble est considéré comme étant la résultante des vecteurs, représentant les efforts linéiques verticaux (poids du câble et du givre) et les efforts linéiques horizontaux (effets du vent).

6.2. Coefficient de sécurité élémentaire et coefficient de sécurité global. — La résistance mécanique d'une structure peut être étudiée de deux manières.

Une première méthode consiste à supposer que la structure supporte le système d'efforts le plus défavorable et à rechercher, dans le champ de contraintes ainsi produit, la plus grande valeur de ce champ. Celle-ci est ensuite comparée à la limite de rupture ou à la limite élastique du matériau utilisé. Le rapport entre la limite de rupture (ou la limite élastique) et la contrainte réelle est le *coefficient de sécurité élémentaire*. Cette recherche ne pose aucun problème tant que le champ de contraintes est proportionnel aux efforts exercés; il en va tout autrement lorsque la structure est instable (flambement, déversement, etc.), car alors la répartition des contraintes est très difficile à connaître.

Une seconde méthode consiste à pondérer le système d'efforts le plus défavorable et à rechercher à partir de quel moment la structure risque d'être ruinée. Le coefficient de pondération est aussi appelé *coefficient de sécurité global.*

Pour les conducteurs et les chaînes d'isolateurs, l'arrêté technique prévoit des essais ou des calculs en tenant compte du coefficient de sécurité élémentaire. Pour les supports (pylônes et massifs), ce même texte prévoit des essais ou des calculs à partir du coefficient de sécurité global tout en laissant la possibilité d'utiliser le coefficient élémentaire.

Dans les hypothèses climatiques *A* et *B*, le coefficient de sécurité élémentaire, par rapport à la charge de rupture du matériau utilisé, est égal à trois. Dans l'hypothèse de givre, ce coefficient est égal à 1,54. Ces valeurs sont à multiplier par 0,7 lorsqu'il est fait usage du coefficient de sécurité global.

CHAPITRE XI

CANALISATIONS SOUTERRAINES

Le transport de l'énergie électrique par canalisations souterraines prend de plus en plus d'importance. L'implantation des lignes aériennes est limitée aux grands espaces libres; la présence d'obstacles naturels ou artificiels (grandes villes aux banlieues importantes, grands complexes industriels), la sécurité aérienne, les conditions d'esthétique, nécessitent l'établissement de réseaux souterrains ou en galeries.

La technique actuelle a permis d'atteindre des tensions de 500 kV en alternatif.

Autrefois, l'isolant utilisé était toujours le papier imprégné; maintenant, il est de plus en plus remplacé par des isolants synthétiques (V. chap. 4).

1. DIFFÉRENTS MODES DE POSE DE CANALISATIONS SOUTERRAINES

Les câbles peuvent être posés dans des tranchées creusées dans le sol ou dans des caniveaux (fig. XI-1).

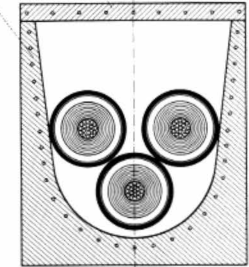


Fig. XI-1

Les tranchées sont creusées le long des routes, des voies ferrées; elles suivent le tracé des rues dans les agglomérations.

Lorsque le câble est déroulé à la main, le touret qui le porte est monté libre sur vérin et les ouvriers (disposés à des intervalles réguliers, d'autant plus courts que le câble est pesant) le tirent. Le câble repose sur des rouleaux, appelés *diabolos*, disposés de loin en loin au fond de la tranchée. Pour éviter la formation de boucles, un ouvrier freine, soit manuellement, soit automatiquement, le touret qui se déroule.

Si la canalisation est longue et le parcours peu accidenté, on creuse la tranchée à l'aide de machines spéciales qui avancent en rejetant la terre sur le côté. Le câble est déroulé dans le même temps ou après terrassement. Porté par un camion ou un wagon, un guide le dirige vers le milieu de la tranchée. Le câble est posé sur un lit de 20 cm de sable pour éviter les contraintes mécaniques lors du remblaiement. On recouvre ensuite le câble d'une couche de sable et d'un grillage (ou d'une couche de briques) pour signaler celui-ci lors de fouilles ultérieures. Ensuite, la tranchée est comblée avec de la terre.

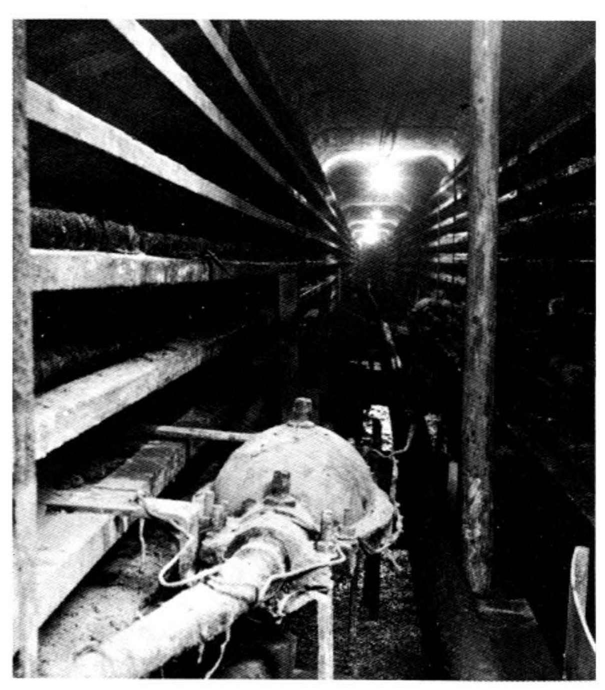


Fig. XI-2 — Câbles posés en galerie sur des tablettes en ciment (*Tréfimétaux*)

Dans les grandes villes, dans les grandes usines, les câbles sont placés dans des galeries, sur des tablettes courant le long des murs ou accrochés à ceux-ci (fig. XI-2).

2. BOÎTES DE JONCTION ET BOÎTES DE DÉRIVATION

2.1. Câbles basse tension. — La jonction de deux câbles est une opération délicate car il faut éviter tout point faible. La gaine de plomb est incisée sur une distance correspondant à la demi-longueur de la boîte de jonction et il en est de même de l'isolant de ceinture. Les conducteurs, isolés sur la longueur nécessaire au raccord, sont passés dans les trous d'une pièce isolante (porcelaine ou carton isolant) fixée perpendiculairement à l'axe du câble et sont soudés. La continuité électrique du plomb est réalisée au

moyen d'un câble de cuivre soudé ou épissuré à chaque extrémité. La jonction, ainsi réalisée, est placée dans une boîte en fonte, ensemble de deux demi-coquilles serrées l'une contre l'autre. L'étanchéité est assurée par une tresse de jute imprégnée, logée dans des rainures longitudinales. Aux sorties de la boîte, le plomb ou l'armure du câble est entouré d'un matelas de jute. Une matière isolante, appelée communément *compound*, est ensuite coulée dans la boîte, jusqu'à remplissage complet, par un trou prévu pour cette opération. Ce remplissage se fait en plusieurs opérations pour tenir compte du retrait de la matière au refroidissement. Celle-ci reste assez élastique aux basses températures et ne se fendille pas lors des grands froids. Elle adhère parfaitement à la fonte.

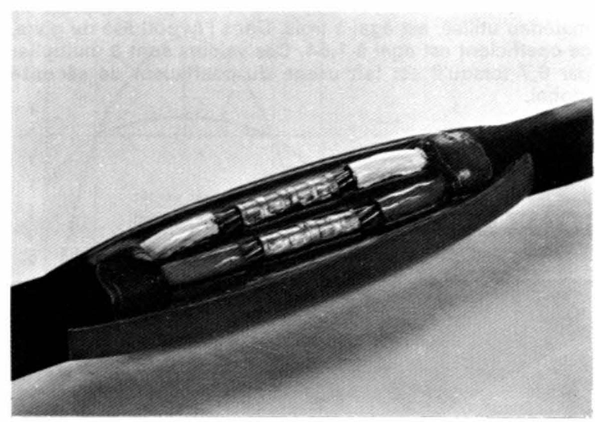


Fig. XI-3 a — Boîte de jonction ouverte (*Tréfimétaux*)

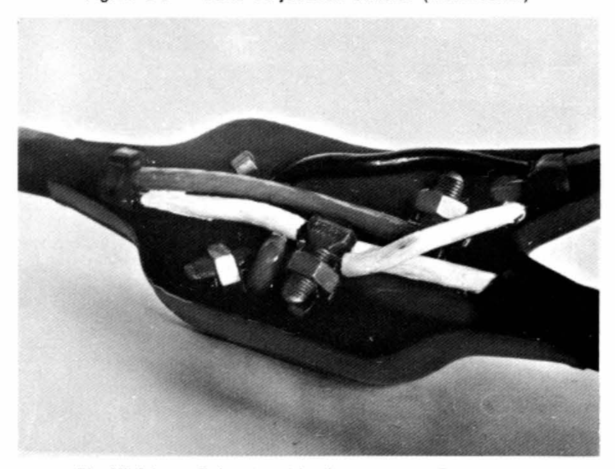


Fig. XI-3 b — Boîte de dérivation ouverte (*Tréfimétaux*)

Lorsque l'étanchéité doit être absolument parfaite, la jonction est exécutée dans une première boîte en plomb, en deux parties, soudées sur le plomb du câble. Cette première boîte est remplie de compound et est placée à l'intérieur d'une seconde boîte en fonte. L'intervalle entre plomb et fonte est également rempli de compound.

Les boîtes de dérivation sont semblables aux boîtes de jonction (fig. XI-3 a et b).

2.2. Câbles haute tension. — Il faut éviter, autant que possible, l'interruption de la gaine ou de l'enrubannage dans les boîtes de raccordement, afin de conserver l'homogénéité de la canalisation. Ce résultat est obtenu en reconstituant à la main, ou à la machine, l'isolement autour d'une douille de jonction soudée. Afin d'éviter des gradients de potentiel dangereux, un cône isolant est formé autour du conducteur; il s'amincit progressivement en allant vers la douille. L'isolement est ensuite reconstitué, ainsi que l'enveloppe métallique, autour de chaque conducteur (fig. XI-4).

En dernières opérations, la chemise de plomb est soudée, puis la boîte de jonction est montée comme indiqué ci-dessus.

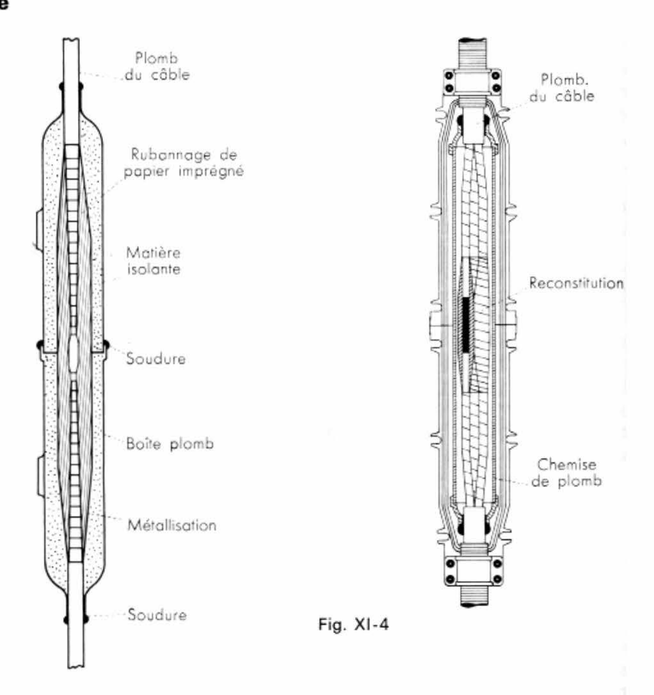


Fig. XI-4

Pour les câbles métallisés tripolaires posés en tranchée, la boîte de plomb est recouverte au moyen d'une boîte en fonte.

En ce qui concerne les câbles avec isolant en matière plastique, il est inutile de placer le raccord sous une boîte de jonction métallique, sauf dans le cas où une protection mécanique est nécessaire. Lorsque le raccordement est réalisé, il est recouvert d'un ruban en matière plastique, extensible à froid et de haut isolement. Le ruban est enroulé autour du raccord en exerçant sur lui une traction, de sorte qu'il s'étire et épouse la forme du raccord. Il remplit alors la même fonction qu'un compound. Cette opération réalisée, la jonction est placée dans un moule spécial en deux pièces, serrées l'une contre l'autre; celle du dessus possède un trou de coulée par lequel est introduit un mélange à base d'araldite. Après durcissement, il est possible de démouler; le joint obtenu est étanche et il fait corps avec le câble.

Il en est de même pour les boîtes d'extrémités. Les isolateurs doivent être remplis de matière isolante; ils sont en porcelaine ou en matière plastique (polyéthylène le plus souvent).

3. CÂBLES À HUILE FLUIDE

Les câbles de ce type se posent en général en caniveaux. Les jonctions, réalisées dans des chambres de raccordement, diffèrent peu des jonctions ordinaires à isolant reconstitué, sauf en ce qui concerne le serre-fils qui permet une libre circulation de l'huile (fig. XI-5). Ce résultat est

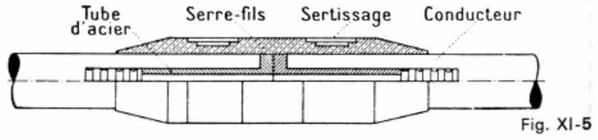


Fig. XI-5

obtenu en utilisant un serre-fils serti au moyen d'une presse hydraulique et en plaçant dans le canal central (aux deux extrémités des câbles) deux tubes d'acier qui empêchent l'écrasement du conducteur pendant l'opération de sertissage. Durant la mise en place du serre-fils, il est nécessaire de laisser suinter l'huile, afin d'éviter toute entrée d'air.

Ensuite, l'isolement du câble est enlevé de part et d'autre de la jonction et il est reconstitué à la main en passant au-dessus du serre-fils (des rubans de papier, puis des manchons de papier de dimensions appropriées sont utilisés dans ce but). La jonction est complétée par deux déflecteurs, en fil de plomb, bobiné à spires jointives; il prolonge le plomb du câble.

La boîte elle-même est constituée par un tube de cuivre étamé (le plomb ne résisterait pas à la pression de l'huile et se déformerait et le bronze est poreux). Après avoir réalisé le vide dans cette boîte en la chauffant pendant plusieurs heures à l'aide de résistances, les isolants sont imprégnés d'huile.

Pour éviter de trop grandes différences de pressions du fait des dénivellations du parcours, il est nécessaire d'établir des séparations ou joints d'arrêt entre deux sections voisines (fig. XI-6). Deux boîtes terminales, une à chaque extrémité des câbles à raccorder, sont nécessaires ; la partie centrale du joint se compose de deux porcelaines et d'un raccord fait en usine.

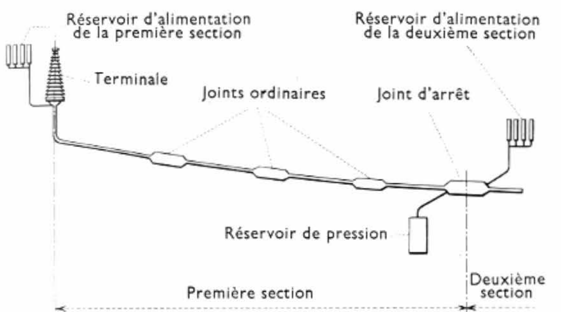


Fig. XI-6

Le raccord est rendu flexible pour éviter les effets dus à la dilatation et un système à ressort permet d'avoir toujours un bon contact. Les capots d'extrémité du joint sont soudés au tube central et, ensuite, sur le plomb du câble.

4. CÂBLES À GAZ

L'isolant est reconstitué comme pour les câbles à huile. Les boîtes de jonction sont des tubes de cuivre soudés sur les tubes de plomb des câbles à raccorder. Dans certains cas, les tubes de plomb sont raccordés au moyen d'un tube de même métal, protégé par un tube de cuivre soudé. L'intervalle entre les deux tubes est rempli de compound.

5. BOÎTES D'EXTRÉMITÉ POUR CÂBLES SOUS PAPIER IMPRÉGNÉ

Pour les câbles à ceinture, les boîtes d'extrémité ont la même constitution quelle que soit la tension. Seules les dimensions des porcelaines de sortie changent et les distances entre celles-ci. Ces boîtes sont remplies de matière isolante (fig. XI-7). Pour les câbles triplomb, ce sont des boîtes unipolaires séparées qui sont utilisées ; un isolateur de sortie constitue la boîte et le socle sur lequel il repose est fixé au moment du montage. À l'entrée, l'isolant est reconstitué, sur une certaine longueur, et recouvert d'un déflecteur métallique en forme de cône renversé pour que le champ électrique diminue progressivement autour du conducteur. La boîte entière est remplie de matière isolante.

Pour les câbles métallisés, tout en opérant de la même façon, il est possible d'utiliser des boîtes d'extrémité tripolaire. Pour les câbles à huile, si les boîtes sont identiques (fig. XI-8), en revanche, la longueur du renforcement de l'isolant est plus grande, sensiblement égale à la hauteur de la boîte.

Dans les boîtes d'extrémité des câbles à gaz, il est indispensable de séparer, d'une façon absolue, l'enceinte gazeuse et l'isolant (fig. XI-9). La partie inférieure de la boîte termine l'enceinte gazeuse. La partie supérieure est en relation avec l'isolant, elle est remplie d'huile.

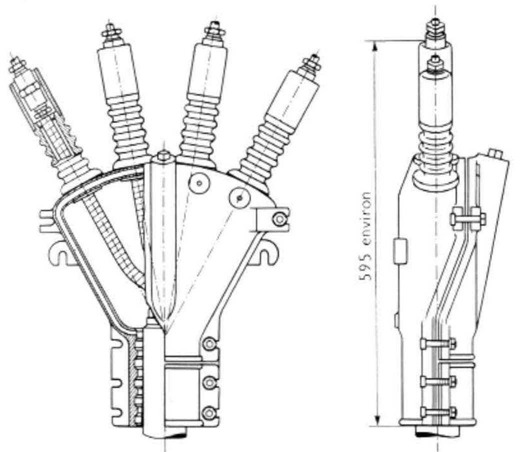
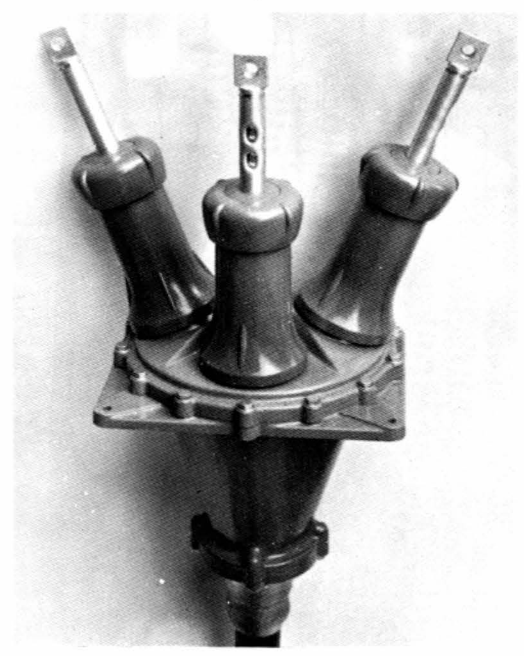
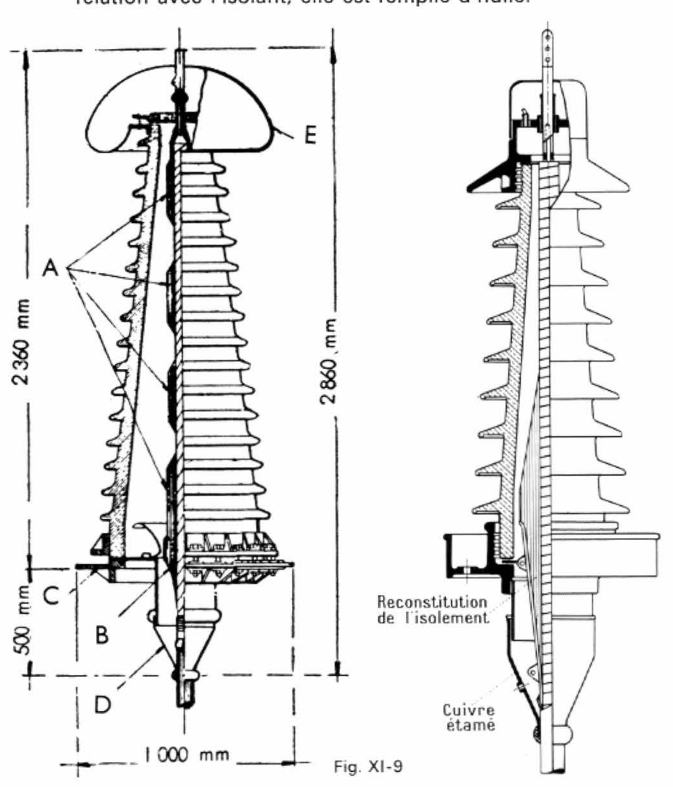


Fig. XI-7



Boîte d'extrémité verticale tripolaire (*Tréfimétaux*)

Fig. XI-8



Câble à huile, 220 000 V.
Coupe d'une boîte d'extrémité : A, isolant reconstitué ; B, déflecteur en film de plomb ; C, socle en bronze ; D, culot inférieur ; E, écrou de répartition

Fig. XI-9

CHAPITRE XII

LES POSTES D'INTERCONNEXION EN HAUTE ET TRÈS HAUTE TENSION

Un poste d'interconnexion regroupe tous les équipements permettant le raccordement des lignes aériennes et des canalisations souterraines et leur exploitation. Suivant les besoins du transport, il permet de réaliser un ou plusieurs nœuds dans un réseau maillé. Il permet, en outre, l'élimination sélective des défauts.

Dans un poste d'interconnexion diverses parties peuvent être distinguées :

1. DESCRIPTION D'UN POSTE D'INTERCONNEXION

1.1. Partie haute tension. — Elle comprend :

— Les *transformateurs de puissance* qui permettent d'interconnecter des réseaux à tensions différentes.

— Les *disjoncteurs haute tension* qui servent à couper des circuits en charge traversés par les courants nominaux et les courants de défaut.

— Les *transformateurs de mesure* utilisés pour obtenir une « image » des courants et des tensions aussi bien en régime permanent qu'en régime troublé (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 18).

— Les *sectionneurs* qui constituent des éléments de sécurité lors de travaux (coupure visible). En outre, ils permettent de réunir une canalisation haute tension ou un transformateur de puissance à un jeu de barres déterminé. Le pouvoir de coupure d'un sectionneur ordinaire est limité au courant capacitif du jeu de barres.

— Les *jeux de barres pour haute tension :* un poste peut comporter jusqu'à trois jeux de barres par niveau de tension. S'il est sectionnable, un jeu de barres ou un tronçon de jeu de barres peut constituer un nœud séparé du réseau maillé.

1.2. Partie basse tension. — Elle comprend :

— Les *services auxiliaires à courant alternatif.*

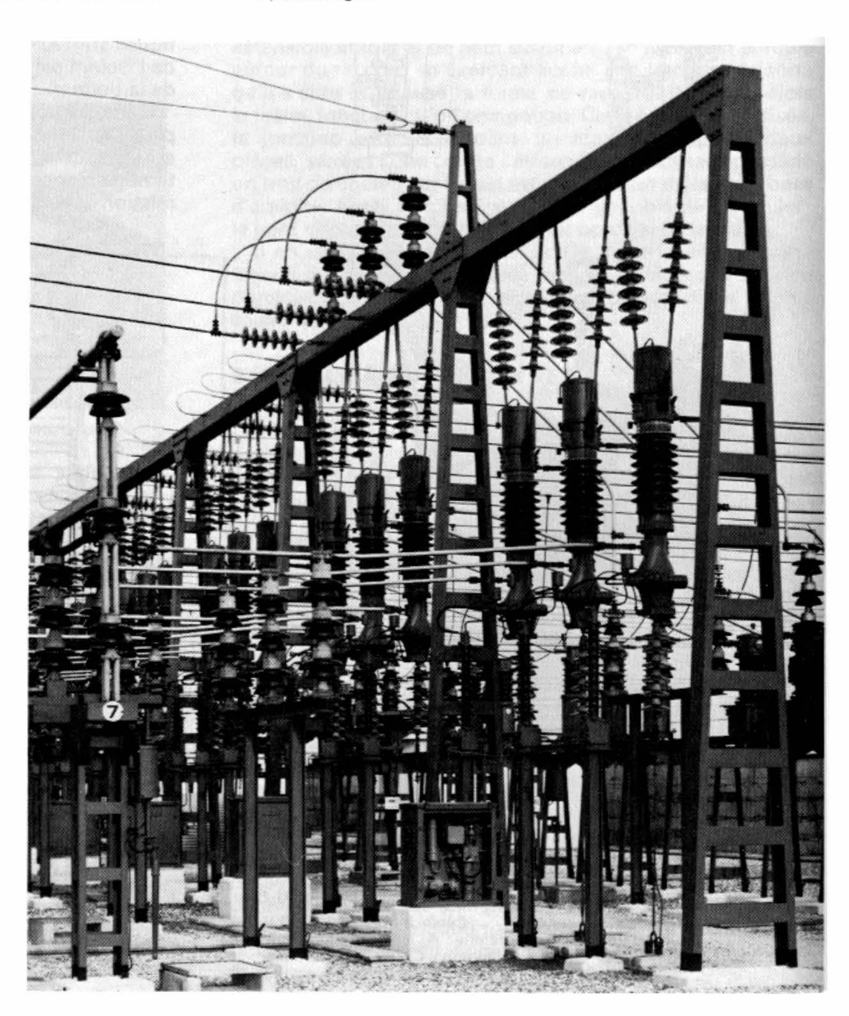
— Les *services auxiliaires à courant continu.*

— Les *ensembles de protection* qui permettent d'éliminer les défauts en préservant au maximum les possibilités d'exploitation du réseau sain.

— Les *automates :* leur rôle est d'assurer la remise en fonctionnement après l'élimination d'un défaut fugitif (branche d'arbre tombée sur une ligne et volatilisée par l'arc, par exemple), afin que le transport d'énergie reprenne automatiquement.

— Les *tableaux synoptiques* nécessaires pour contrôler la manœuvre à distance des sectionneurs d'aiguillage et des disjoncteurs. Ils sont placés dans une salle de commande située dans l'enceinte du poste d'interconnexion.

— Les *équipements de télé-informations* destinés aux dispatchings.



Poste d'interconnexion
(*É.D.F.*)

1.3. Services auxiliaires à air comprimé. — Ils fournissent l'énergie nécessaire au fonctionnement des disjoncteurs à air comprimé (V. ci-après).

2. SCHÉMAS D'UN POSTE D'INTERCONNEXION

Un poste d'interconnexion est caractérisé par son schéma et par la disposition qui en découle. Une représentation schématique est en général unifilaire (un jeu de barres qui comporte trois barres est représenté par une seule; de même, un disjoncteur triphasé est un ensemble des trois pôles).

Remarque : Dans ce qui suit, nous appelons *départ* une liaison électrique vers une ligne ou un transformateur de puissance ou un autre équipement, sans préjuger du sens de transfert de l'énergie (autrement dit : à un instant déterminé, un départ peut servir à alimenter d'autres départs).

Le choix du schéma est fonction d'un certain nombre de critères :

— *La sécurité d'exploitation :* un défaut sur un jeu de barres doit être éliminé rapidement en mettant hors service un nombre aussi réduit que possible d'ouvrages sains (canalisations et transformateurs).

— *Le nombre de disjoncteurs à ouvrir en cas de défaut sur un départ :* le risque de non fonctionnement d'un ensemble de disjoncteurs augmente avec le nombre d'éléments qu'il comporte. En général, un défaut sur une canalisation peut être éliminé par les deux disjoncteurs qui l'encadrent; cependant, dans certaines installations, un défaut entraîne l'ouverture de quatre et même de six disjoncteurs. En outre, il convient de noter que la filerie basse tension est bien plus complexe dans ces derniers cas, ce qui n'en rend pas le fonctionnement plus sûr.

— *La souplesse d'exploitation :* le nombre maximal de nœuds qu'il est possible de réaliser avec *n* départs (couplés deux à deux) est égal à $\frac{n}{2}$ mais ils ne sont pas tous nécessaires et souvent trois suffisent.

— *La simplicité de manœuvre :* le risque de fausse manœuvre est d'autant plus réduit que le schéma est plus simple. Cependant, s'il est souhaitable de conserver cette simplicité lorsque l'exploitation des postes reste plus ou moins soumise à la réflexion immédiate et à l'intervention humaine, il n'en est pas de même lorsque toutes les manœuvres sont commandées par un ordinateur central.

— *Le coût et la fiabilité :* le choix d'un schéma est un compromis entre le coût de sa mise en œuvre et sa fiabilité (précisons que la fiabilité d'un poste est d'autant plus grande qu'il comporte moins d'éléments isolants, en particulier dans les zones polluées).

2.1. Schéma d'usage courant en France. — En France, un poste haute tension classique (63 à 380 kV) comporte deux ou trois jeux de barres pouvant être couplés à l'aide d'un disjoncteur (fig. XII-1 a et b). Cela permet la

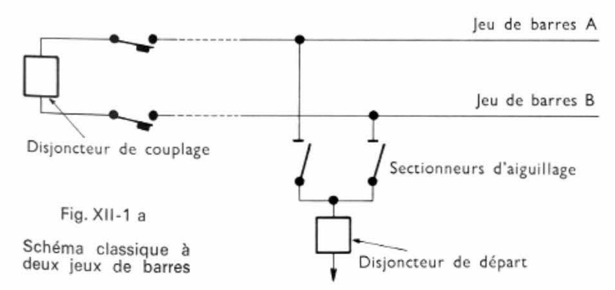


Fig. XII-1 a

Schéma classique à deux jeux de barres

réalisation de deux ou trois nœuds dans un réseau maillé.

Le disjoncteur de couplage a pour fonctions :

— de relier provisoirement deux nœuds pendant le transfert d'un départ de l'un à l'autre (les sectionneurs d'aiguillage ne permettent pas une fermeture en charge) ;

— de remplacer provisoirement un disjoncteur de départ défaillant (le départ en question étant alors le seul à être aiguillé sur l'un des deux ou trois jeux de barres). Dans ce

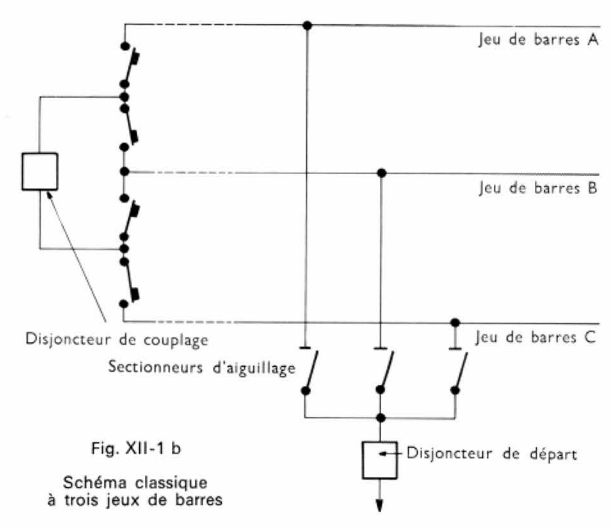


Fig. XII-1 b

Schéma classique à trois jeux de barres

cas, les ordres de déclenchement du départ doivent être aiguillés vers le disjoncteur de couplage.

Un schéma de ce type est simple et une protection éventuelle de jeu de barres permet de conserver l'un des deux nœuds en exploitation lors d'un défaut interne (poste à deux jeux de barres). L'existence d'un troisième jeu de barres permet de conserver, dans la même hypothèse, deux nœuds en exploitation.

Signalons que l'insertion de sectionnements sur les jeux de barres permet un entretien plus facile de ces derniers.

2.2. Schéma à 1,5 disjoncteur par départ. — Ce schéma est d'usage courant aux États-Unis d'Amérique (fig. XII-2). Si tous les disjoncteurs sont fermés et si le poste est équipé d'une protection de jeu de barres, un défaut sur les barres proprement dites n'a aucune incidence sur le réseau (du moins immédiatement après son élimination). Aucune canalisation n'est mise hors service.

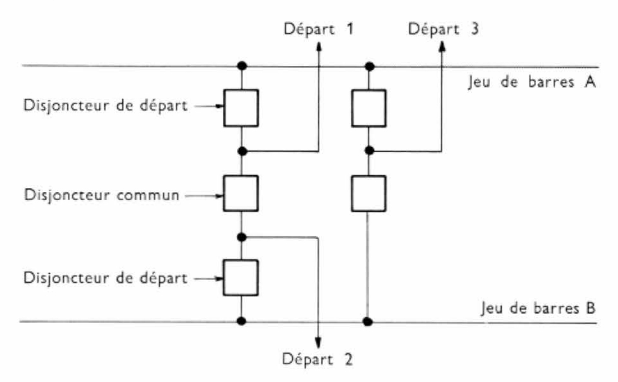


Fig. XII-2 — Schéma à 1,5 disjoncteur par départ

Au contraire, un défaut en ligne, beaucoup plus probable, nécessite l'ouverture de quatre disjoncteurs, avec les risques qu'une telle opération comporte.

Dans la réalité, le nombre moyen de disjoncteurs par départ est supérieur à 1,5 car il n'est pas toujours possible de disposer de deux départs face à face. En outre, il convient de remarquer que l'intensité nominale des disjoncteurs non communs doit être doublée. Le coût de réalisation de ce schéma est relativement élevé.

2.3. Schéma à deux disjoncteurs par départ. — Un défaut intérieur au poste n'élimine aucun départ si tous les disjoncteurs sont fermés et si le poste est équipé d'une protection de jeu de barres (V. fig. XII-3). Ce schéma permet aussi une exploitation à deux nœuds séparés : un disjoncteur, sur les deux qui équipent le départ, doit rester ouvert.

Comme dans le cas précédent, un défaut en ligne nécessite l'ouverture de quatre disjoncteurs. Le coût de réalisation est élevé.

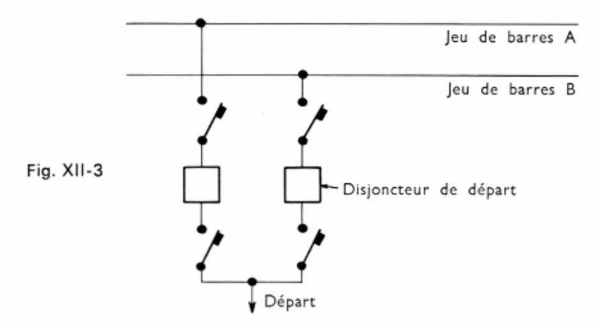


Schéma à deux disjoncteurs par départ

2.4. Schéma en boucle simple. — Un défaut intérieur au poste élimine un départ si tous les disjoncteurs sont fermés et si le poste est équipé d'une protection de jeu de barres (fig. XII-4). Ce schéma ne présente aucune souplesse d'exploitation et entraîne le fonctionnement de quatre disjoncteurs en cas de défaut en ligne.

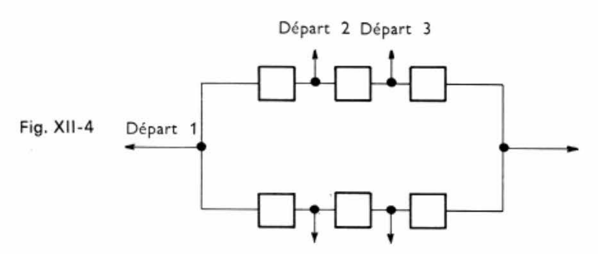


Schéma en boucle simple. L'alimentation du poste peut être réalisée par l'intermédiaire d'un ou plusieurs départs

Un schéma en double boucle (fig. XII-5) a été imaginé pour remédier aux inconvénients de la boucle simple. Il conduit à une réalisation très coûteuse et il se traduit par le déclenchement de six disjoncteurs pour un défaut en ligne.

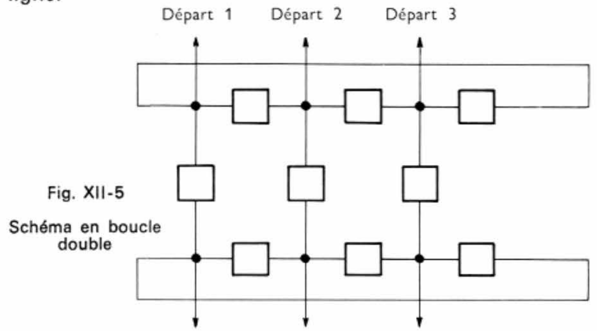


Fig. XII-5
Schéma en boucle double

2.5. Schéma à trois jeux de barres bouclés et sectionnés par disjoncteur. — Ce schéma (fig. XII-6), qui permet de créer six nœuds séparés, a été retenu pour les grands postes à 380 kV du réseau français. Un défaut sur un jeu de barres n'élimine qu'un sixième du poste si les départs sont régulièrement aiguillés. De plus, un défaut en ligne n'entraîne l'ouverture que de deux disjoncteurs seulement.

Un tel schéma peut être facilement étendu aux postes existants. Très voisin du schéma classique, il est réalisé suivant la même disposition.

2.6. Schéma du poste *D*. — Le schéma du poste *D* (fig. XII-7) a été mis au point pour faire face aux besoins en puissance de zones urbaines ou suburbaines. Il permet généralement de garantir à ces zones une puissance de transformation de 240 MVA. Son équipement comprend :

— trois transformateurs 225/20 kV de 100 MVA ;

— deux canalisations souterraines permettant de transporter 300 MVA chacune ;

— un disjoncteur de couplage (si les deux canalisations souterraines proviennent de sources différentes). Un tel schéma permet une disposition très ramassée, ce qui explique son utilisation dans les zones à forte densité démographique.

L'immobilisation d'un câble et d'un transformateur (pour travaux en cas d'avarie) permet de garantir une puissance apparente correspondant à celle des deux autres transformateurs, augmentée de 20 %, soit 240 MVA.

Le poste *D* a les deux caractéristiques suivantes :

— Les sectionneurs d'aiguillage supportent la coupure de courant à vide d'un transformateur.

— Un défaut, dans un des deux demi-postes, se traduit soit par un ordre de télédéclenchement du disjoncteur situé en tête du câble d'alimentation correspondant, soit par la mise à la terre volontaire d'une des phases (M.A.L.T.), de manière à créer les conditions d'un déclenchement rapide du même disjoncteur.

3. DIVERSES DISPOSITIONS POUR UN POSTE D'INTERCONNEXION

La plupart des postes d'interconnexion sont du *type extérieur ;* seuls les dispositifs de commande, de protection et les services auxiliaires (à courant alternatif, à courant continu, les compresseurs, etc.) sont abrités. La disposition d'un poste est la conséquence technologique du schéma retenu ; elle peut varier en même temps que le matériel évolue. Il convient de définir d'abord quelques termes couramment utilisés.

Nous considérons un ensemble de six conducteurs représentant deux départs voisins ou deux jeux de barres paral-

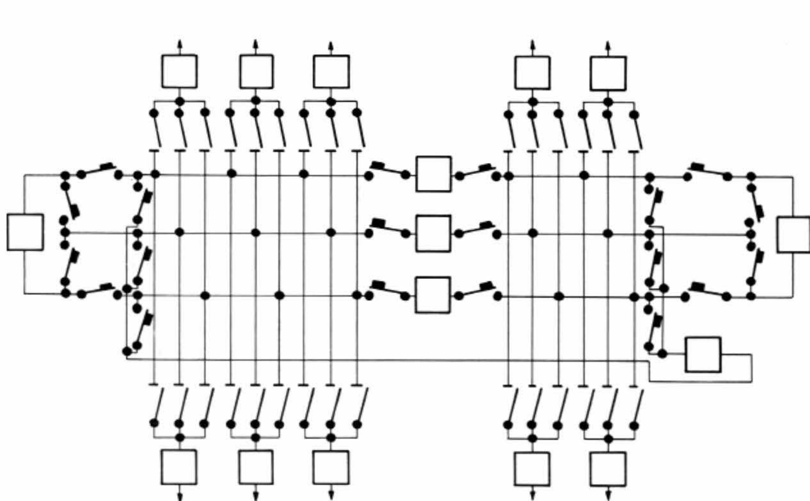
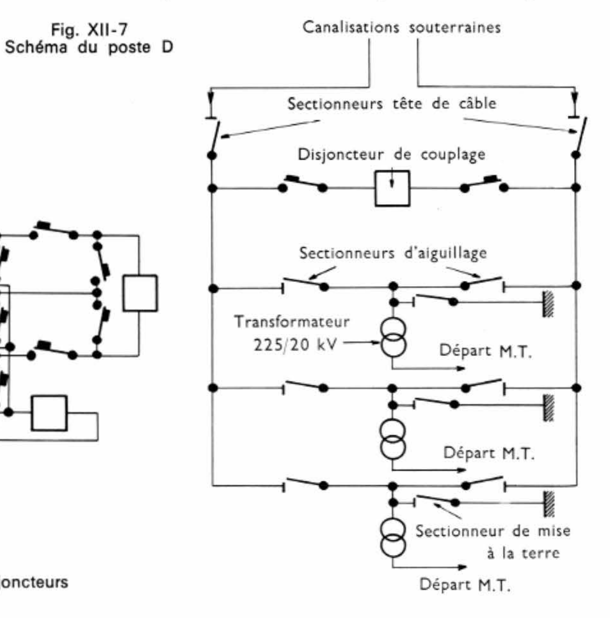


Fig XII-6 — Schéma à trois jeux de barres bouclés et sectionnés par disjoncteurs

Fig. XII-7
Schéma du poste D



lèles. Cet ensemble est dit à *phases séparées* s'il est plan et si nous trouvons successivement :

— la phase *A* du premier départ (ou du premier jeu de barres) ;

— la phase *A* du second départ (ou du second jeu de barres) ;

— la phase *B* du premier départ (ou du premier jeu de barres), etc.

Ce même ensemble est dit à *phases associées* s'il est plan et si nous trouvons successivement :

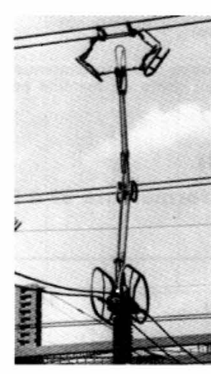
— les trois phases du premier départ (ou du premier jeu de barres) ;

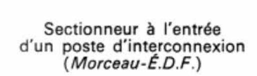
— les trois phases du second départ (ou du second jeu de barres).

Une disposition est dite à *phases mixtes* lorsqu'elle comporte simultanément des ensembles à phases séparées (les jeux de barres par exemple) et des ensembles à phases associées (les travées, par exemple).

3.1. Jeux de barres. — Chaque jeu de barres forme un ensemble triphasé disposé sur la longueur du poste ; il peut être tronçonné au moyen d'un ou plusieurs sectionnements. Chaque tronçon peut être équipé d'un ou plusieurs réducteurs de tension qui en permettent le contrôle et servent de référence dans les manœuvres de synchronisation (entre deux réseaux séparés ou entre un groupe et le réseau général ; V. t. 1, Électrotechnique, chap. 10).

3.2. Cellules de ligne. — Chaque cellule de ligne comporte une *tête de travée* qui regroupe les équipements de contrôle, de protection et d'isolement de la ligne (transformateurs de mesure, disjoncteurs, sectionneurs d'isolement et de mise à la terre de la ligne) et des *aiguillages* qui permettent de connecter la tête de travée sur l'un ou l'autre des jeux de barres. Cette manœuvre est faite uniquement à l'aide de sectionneurs. En France, depuis 1970, les travées à 380 kV ne sont plus équipées de sectionneurs d'isolement.




Sectionneur à l'entrée d'un poste d'interconnexion (*Morceau-É.D.F.*)

3.3. Cellules de raccordement des transformateurs de puissance. — La coupure visible, permettant les travaux sur le transformateur, est obtenue par la condamnation, en position d'ouverture, des sectionneurs d'aiguillage l'encadrant. Les réducteurs de mesure ne sont prévus que pour l'échelon de tension le plus bas du transformateur, le seul cas où tous les réducteurs de mesure sont installés étant celui du poste équipé d'une protection de jeu de barres ou d'une protection de débouclage.

3.4. Bancs de transformation. — Les équipements, prévus pour le banc de transformation, dépendent du niveau de tension. Dans le cas le plus général, ils comprennent :

— les transformateurs ou autotransformateurs de puissance ;

— les parafoudres de phases (en 380 kV seulement) ;

— les interrupteurs rapides de mise à la terre des neutres, associés à des réducteurs de mesure ;

— les transformateurs de protection de cuve ;

— les transformateurs de soutirage éventuels (alimentation des aéroréfrigérants et, éventuellement, des auxiliaires). Ces transformateurs sont toujours raccordés à un enroulement à moyenne tension du transformateur principal, qu'il s'agisse de l'enroulement secondaire ou d'un enroulement tertiaire éventuel (autotransformateur 380/225/20 kV). Dans ce dernier cas, l'enroulement tertiaire est uniquement destiné aux auxiliaires du transformateur et du poste, à l'exclusion de toute distribution en moyenne tension ;

— les bobines de réactance (pour l'absorption de courant réactif) ;

— les transformateurs d'injection pour la télécommande centralisée (côté moyenne tension de distribution seulement).

3.5. Installations de sectionnement des jeux de barres. — Il est possible de sectionner les jeux de barres, soit à l'aide de disjoncteurs (auxquels sont associés des transformateurs de mesure qui permettent de déboucler le réseau ou de protéger le jeu de barres), soit à l'aide de sectionneurs, sans équipements annexes.

3.6. Installations de couplage des jeux de barres. — Ces installations comportent deux jeux de sectionneurs d'aiguillage et un disjoncteur. Elles permettent de shunter les aiguillages lors du transfert d'un départ d'un jeu de barres vers un autre. En outre, comme nous l'avons déjà vu, elles peuvent remplacer un disjoncteur de travée défaillant (les ordres de déclenchement étant aiguillés vers le disjoncteur de couplage et le départ en question étant isolé sur l'un des jeux de barres). Lorsque le poste est équipé d'une protection de jeu de barres ou d'une protection de débouclage, il est prévu des réducteurs de courant dans la cellule de couplage (les réducteurs de tension existant déjà au niveau des jeux de barres).

3.7. Liaison entre deux tronçons quelconques de jeux de barres disposés de part et d'autre d'un sectionnement. — Elle comporte deux jeux de sectionneurs d'aiguillage, un disjoncteur, les transformateurs de mesure nécessaires à une éventuelle protection de jeu de barres ou une éventuelle protection de débouclage.

Remarque: Il convient de noter que l'isolement d'une ligne pour travaux peut être obtenu de deux façons différentes :

a) par la condamnation en position d'ouverture des *deux* sectionneurs d'isolement l'encadrant et prévus à cet effet ; cette méthode est la méthode traditionnelle.

b) par la condamnation en position d'ouverture de *tous* les sectionneurs d'aiguillage l'encadrant. Cette méthode a l'avantage d'être plus économique, puisqu'il est alors possible de supprimer les sectionneurs d'isolement (sans supprimer pour cela les sectionneurs de mise à la terre). Toutefois elle impose des condamnations multiples à l'exploitant ($n + n'$ sectionneurs si les postes d'encadrement comportent n et n' jeux de barres). Elle interdit, en outre, une procédure de condamnation locale pour l'entretien du disjoncteur.

4. DIMENSIONNEMENT DES POSTES D'INTERCONNEXION

4.1. Conditions liées à l'échelon de tension. — La nature des conducteurs et des pièces de raccordement, ainsi que leur position dans l'espace, doivent être telles que les effluves n'atteignent pas un niveau inadmissible (V. tabl. I et II).

À chaque échelon de tension est attaché un niveau admissible des ondes de choc. La mise en place d'*éclateurs* dits de *coordination*, convenablement réglés sur tous les départs de lignes, permet de respecter cette condition : toute onde de choc, de niveau supérieur au niveau admissible (surtensions d'origine atmosphérique), est écrêtée par ces derniers. Il est bien entendu que les matériels et les liaisons sont conçus et disposés de telle manière que les ondes de choc, qui conduiraient à un amorçage, soient de niveau plus élevé que le niveau admissible correspondant au réglage des éclateurs de coordination (V. tabl. III et IV).

Les normes de l'U.T.E., relatives aux différents matériels à haute tension, précisent un ou plusieurs niveaux de tenue au choc. La norme de l'U.T.E. C 10-100 fixe, pour chaque niveau de tenue au choc, la distance à partir de laquelle il ne se produit aucun amorçage pour cinq chocs consécutifs appliqués à des électrodes de forme appropriée. La durée

Tableau I

Relation entre les échelons de tension et les différents niveaux de tenue et de protection

Valeur efficace de la tension nominale du réseau $U_{n\ \mathrm{eff}}$ (kilovolts)	Valeur efficace de la tension nominale d'isolement $U_{i\ \mathrm{eff}} = U_{m\ \mathrm{eff}}$ (kilovolts) (a)	Niveaux d'isolement normalisés — situation exposée: Valeur efficace de la tension de tenue à fréquence industrielle (kilovolts)		Niveaux d'isolement normalisés — situation exposée: Valeur de crête de la tension de tenue au choc N_t (kilovolts)		Valeur de crête du niveau de protection limite au choc dans le cas d'utilisation de parafoudres à résistance variable N_p (kilovolts)	
		Liste 1 (b)	Liste 2 (b)				
5,5	7,2	22	27	60		31	
10	12	28	35	75		47	
15	17,5	38	45	95		69	
	23	45	45	95		80	
20	24	50	55	125		94	
30	36	70	75	170		133	
45	52	95	105	250		188	
63	72,5	140	140	325		263	
		Isolation réduite	Pleine isolation	Isolation réduite	Pleine isolation	Isolation réduite	Pleine isolation
90	100	150	185	380	450	288	360
150	170	275	325	650	750	490	612
225	245	395	460	900	1 050	708	885
380	420	630	(730) *	1 425	(1 650) *	1 200	
		680		1 550		1 300	

Remarques : (Doc. *É.D.F.*)

(*) Valeurs conservées à titre provisoire.
(a) Les valeurs soulignées correspondent aux tensions préférentielles, les autres n'étant maintenues qu'à titre provisoire.
(b) Le choix entre les listes 1 et 2 est fait d'après les règles particulières au genre du matériel considéré (cf. C 10-100).

Tableau II

Niveaux d'isolement des transformateurs 63 à 380 kV

Isolation côté phases

Valeur efficace de la tension nominale d'isolement (kilovolts)	72,5	100	170	245	420
Valeur efficace de la tension nominale du réseau (kilovolts)	63	90	150	225	380
Valeur de crête de la tenue au choc (kilovolts)	325	450	650	900	1 425
Valeur efficace de la tension tenue à fréquence industrielle (kilovolts)	140	185	275	396	630
Dispositif de protection normale (1)	E	E	E	E	P

Isolation côté neutre

	Mise à la terre du neutre: Directement en permanence	Mise à la terre du neutre: Indirectement ou neutre isolé			
Valeur efficace de la tension nominale du réseau (kilovolts)	63 - 90 - 150 - 225 380	63	90	150 225	380
Valeur efficace de la tension d'essai appliquée 1 minute à fréquence industrielle (kilovolts)	38	140	185	185	(325) *
Dispositif de protection (1)	O	O	O	E ou P	E ou P

(*) Valeur provisoire susceptible de réduction ultérieure (Doc. *É.D.F.*)
(1) E - Éclateur
P - Parafoudre à résistance variable
O - Aucune protection

Tableau III
Distances de réglage des éclateurs

Installation à protéger		Éclateurs de protection sur chaînes d'isolateurs				Éclateurs de traversée pour transformateurs de puissance			
Valeur efficace de la tension nominale d'isolement U_i eff (kilovolts)	Valeur de crête de la tension de tenue au choc N_t (kilovolts)	Dispositif		Valeur de crête de la tension d'amorçage (kilovolts)		Dispositif		Valeur de crête de la tension d'amorçage (kilovolts)	
		Type	Distance de réglage (centimètres)	À fréquence industrielle U_a	Choc U_i	Type	Distance de réglage (centimètres)	À fréquence industrielle U_a	Choc U_i
12	75	à cornes - sd	2,5	45	60				
		à cornes - dd	2×1,5	45	60				
17,5 et 23	95	à cornes - sd	4	60	75				
		à cornes - dd	2×2	60	80				
24	125	à cornes - sd	7	75	95				
		à cornes - dd	2×3,5	75	95				
36	170	à cornes - sd	12	95	135				
		à cornes - dd	2×6	95	135				
52	250	à cornes - sd	20	130	200	à tiges	27	145	230
72,5	325	à tiges	28	160	250	à tiges	35	190	300
100	450	à tiges	40	210	330	à tiges	48	250	420
170	650^{t} - 750^{a}	à tiges	65	350	500	à tiges	82	410	620
245	900^{t} - 1 050^{a}	à tiges	90	460	660	à tiges	120	560	850
	1 425^{t}	à tiges - s	180	780	1 150				
420	1 550	à tiges	200	850	1 280				
	(1 650) *	à tiges	(220) *	(920) *	(1 400) *				

(Doc. *É.D.F.*)

sd = simple distance d'amorçage
dd = double distance d'amorçage
t = valeurs pour les transformateurs

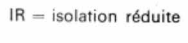
a = valeur pour les disjoncteurs et l'appareillage
s = éclateur de sécurité ; valeur de réglage en cas d'indisponibilité du parafoudre
* = valeurs conservées à titre provisoire

Tableau IV
Distances d'installation de l'appareillage des postes et des connexions de raccordement

Valeur efficace de la tension nominale		Valeur de crête de la tension de tenue au choc N_t (kilovolts)	Distance d'amorçage zéro pour cent (centimètres)	Distances minimales			Distance de sécurité		
							Minimale au sol	De travail	
Du réseau U_n (kilovolts)	D'isolement du matériel U_i (kilovolts)			Entre une phase et la masse (centimètres)	Entre phases et en cas d'opposition de phase (centimètres)		Sous connexions (centimètres)	Horizontale (centimètres)	Verticale au-dessus du plan de travail (centimètres)
5,5	7,2	60	9	10	12	À l'extérieur adopter un minimum de 30 cm (de 5,5 à 150)	minimum de 300 en l'absence de grillage ou d'écran (de 5,5 à 63)	minimum de 300 en l'absence de grillage ou d'écran (de 5,5 à 90)	minimum de 300 en l'absence de grillage ou d'écran (de 5,5 à 150)
10	12	75	12	13	15				
15	17,5	95	16	18	21				
	23	95	16	18	21				
20	24	125	20	22	25				
30	36	170	30	33	38				
45	52	250	48	53	61				
63	72,5	325	63	70	80				
90	100	380 (IR)	75	83	95		308		
150	170	650 (IR)	138	152	175		377	377	
225	245	900 (IR)	196	216	250		445	391	341
380	420	1 550 (IR)	330	350	400		575	525	475

(Doc. *É.D.F.*)

IR = isolation réduite



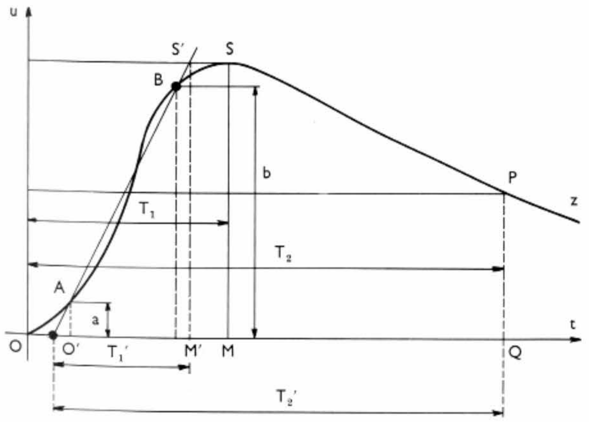


Fig. XII-8 — Onde de choc

$a = \frac{U \text{ crête}}{10}$

$b = \frac{9}{10}$ U crête

$QP = \frac{1}{2}$ U crête

OS = Front d'onde
Sz = Queue d'onde
O'M' = Durée conventionnelle du front d'onde
O'Q = Durée conventionnelle de la demi-amplitude

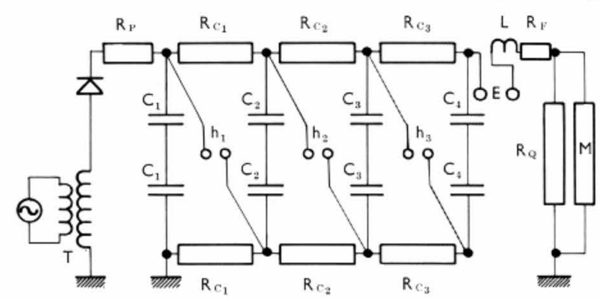
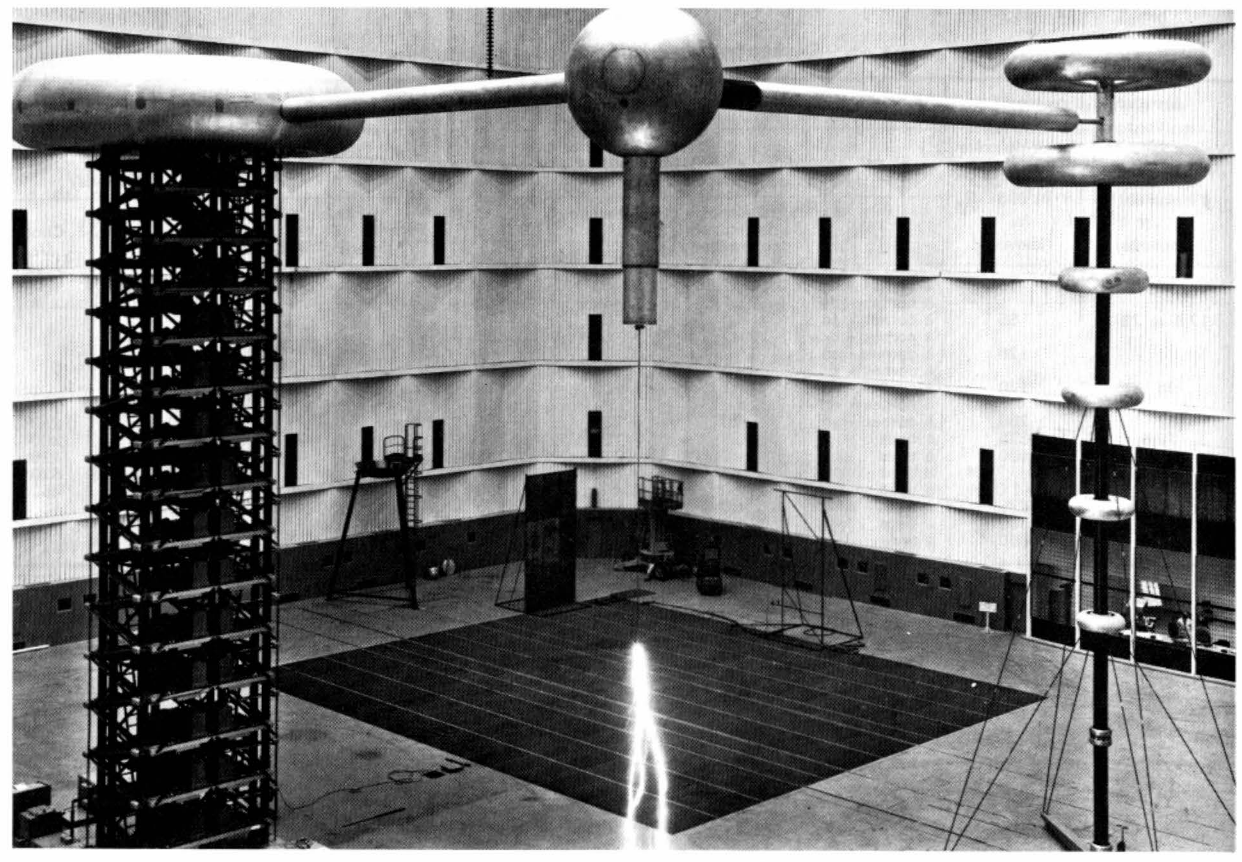


Fig. XII-9 — Schéma d'un générateur d'ondes de choc

T — Transformateur d'alimentation
R_{c_1} - R_{c_2} - R_{c_3} — Résistances de charge
C_1 C_2 C_3 — Condensateurs chargés en parallèle, déchargés en série
h_1 h_2 h_3 — Éclateurs de décharge
E — Éclateur de mesure
L — Réactance
RF — Résistance réglable (durée du front)
RQ — Résistance réglable (durée de la queue)
M — Matériel à essayer

conventionnelle du front de l'onde est d'une microseconde, et la période de décroissance de cinquante microsecondes (fig. XII-8). Le générateur d'ondes de choc, qui permet d'obtenir ces valeurs, est constitué par des condensateurs chargés en parallèle et déchargés en série (fig. XII-9).



Laboratoire d'essais à très haute tension (*É.D.F.*)

La distance minimale entre une phase et la masse est obtenue en majorant de dix pour cent la valeur U.T.E. correspondant au niveau de tenue au choc de la disposition (la majoration est réduite à six pour cent pour l'échelon à 380 kV). Ces divers coefficients correspondent à un souci de sécurité.

De la même manière, la distance minimale entre des conducteurs correspondant à des phases pour lesquelles il y a une opposition de phase, est obtenue en majorant de quinze pour cent la distance minimale indiquée par la norme.

La distance minimale entre une pièce sous tension et le sol tient compte de la nécessité de permettre la circulation du personnel d'exploitation en toutes circonstances et en tout point de l'ouvrage. Dans certaines zones (pistes), cette distance minimale doit permettre la circulation de véhicules (camions, véhicules porte-nacelle, transformateurs, etc.). De plus, certaines distances sont liées aux

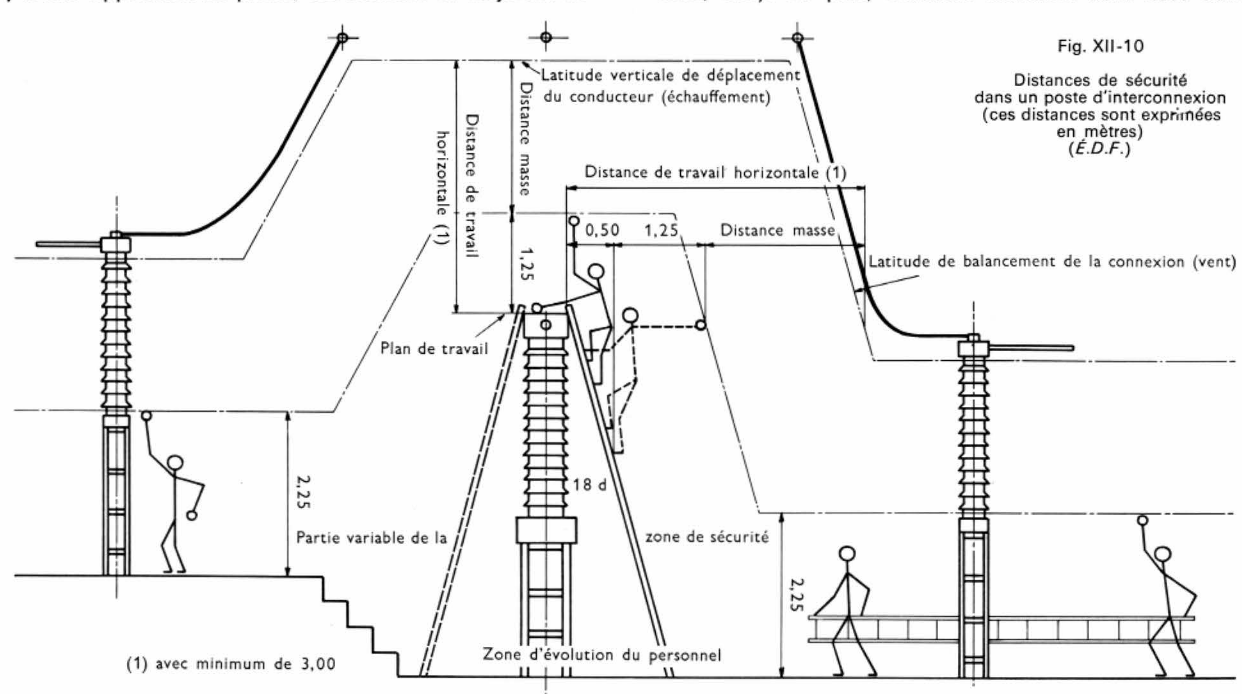


Fig. XII-10

Distances de sécurité dans un poste d'interconnexion (ces distances sont exprimées en mètres) (*É.D.F.*)

possibilités d'intervention sur un matériel déterminé, les installations voisines restant sous tension. Elles tiennent compte de la distance à la masse définie précédemment, majorée suivant le cas :

— de la taille moyenne d'un opérateur bras tendu : soit 1,75 m horizontalement et 1,25 m verticalement au-dessus du plan de travail (fig. XII-10) ;

— des dimensions du matériel ou des engins utilisés et de leur déploiement lié à l'opération envisagée ;

— des possibilités de mise en place d'écrans protecteurs.

4.2. Conditions liées aux courants nominaux et aux courants de courts-circuits. — Les courants permanents et les courants de courts-circuits entraînent un échauffement des conducteurs dont il convient de tenir compte. Lorsqu'ils sont tendus, il faut apprécier convenablement les flèches pour que la détermination de la hauteur des points d'ancrage soit bonne. Lorsqu'ils sont rigides, des raccords doivent être mis en place pour permettre le coulissement, du moins à une extrémité. La continuité électrique est alors réalisée à l'aide de clinquants en aluminium.

En outre, lors des courts-circuits, les conducteurs sont soumis à des efforts importants. Pour les connexions tendues en câble, les distances entre phases et entre une phase et la masse doivent être telles qu'en dépit de tout balancement il n'y ait aucun amorçage sous tension nominale, la probabilité d'une surtension survenant pendant ou juste après le court-circuit étant faible.

5. EXEMPLES DE POSTES D'INTERCONNEXION

Le choix de la disposition est lié à un certain nombre de critères, en particulier :

— À la simplicité des manœuvres d'exploitation (surtout pour les disjoncteurs et les sectionneurs d'aiguillage manœuvrés à partir d'un tableau de commande général sur lequel figure le schéma synoptique du poste).

— À la facilité d'entretien.

— Aux possibilités d'évolution du poste : la structure retenue doit permettre une extension, en immobilisant le moins possible les installations existantes pendant les travaux, ou une évolution en fonction des besoins de l'exploitation.

— À l'isolation nécessaire : le nombre d'éléments isolants extérieurs (chaînes, colonnes à long fût, etc.) doit être aussi réduit que possible pour limiter les risques de contournement liés à la pollution atmosphérique.

— À la surface utile du poste : à coût égal, le poste immobilisant la surface la plus faible a l'avantage de permettre une implantation plus facile dans les zones à forte densité démographique (ce qui réduit d'autant la longueur totale du réseau à moyenne tension desservant cette zone).

— À la possibilité d'utiliser des éléments préfabriqués de façon à réduire le temps d'intervention sur le chantier. Les postes blindés pour 245 kV représentent un premier pas dans ce sens.

5.1. Postes à « phases associées ». — Chaque cellule se présente sous la forme de deux rectangles accolés par le petit côté, l'un correspondant à la partie aiguillages et l'autre à la tête de travée. La disposition est claire mais elle conduit à une mauvaise utilisation du terrain dans la zone des sectionneurs d'aiguillage. En outre, cette disposition ne permet pas de placer des cellules face à face, à moins de réaliser l'un des deux jeux de barres en U. En France, cette solution est mise en œuvre dans les postes à 63 et 90 kV.

5.2. Postes à « phases mixtes ». — Deux dispositions différentes ont été adoptées pour les postes à « phases mixtes » (fig. XII-11).

La première, peu fréquente en France, est dite « grille-phases mixtes » ; les jeux de barres sont des câbles maintenus sous tension mécanique constante. Ils supportent les barreaux de captage des sectionneurs d'aiguillage, du type pantographe, placés en dessous. La liaison entre ces sectionneurs et le disjoncteur est assurée au moyen de câbles faiblement tendus, directement portés par les sectionneurs ou par des colonnes isolantes.

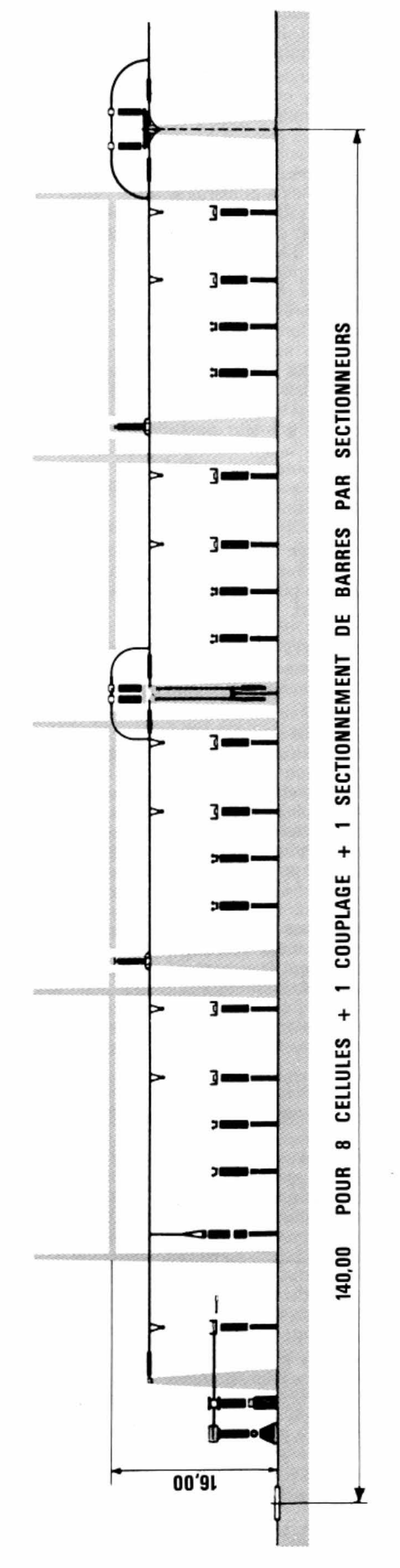


Fig. XII-11 — Jeu de barres (coupe longitudinale). Disposition à grille « phases mixtes » — demi-jeu de barres

L'avantage de cette solution est de ne nécessiter qu'une zone très réduite pour les aiguillages. Cependant, elle présente un certain nombre d'inconvénients liés :

— à la position du ou des sectionnements qui doivent se trouver au niveau des charpentes d'ancrage du jeu de barres. Cet impératif limite les possibilités d'évolution du schéma ;

— à l'obligation de réaliser, en première étape, la totalité du jeu de barres entre deux charpentes d'ancrage quel que soit le nombre de cellules à construire ;

— à l'obligation de réduire la portée entre deux charpentes d'ancrage du fait de la dilatation du câble et de la faible latitude de prise des sectionneurs pantographes. La faible latitude de compensation du dispositif à tension constante influe dans le même sens ;

— à l'obligation de prévoir des portiques intermédiaires afin de limiter les efforts sur les portiques d'ancrage (rappelons qu'à flèche égale, déterminée par la latitude de prise transversale des sectionneurs pantographes, les efforts sont proportionnels au carré de la portée) ;

— au risque d'échappement du barreau de captage lors de la fermeture du sectionneur pantographe et lors des courts-circuits ;

— au nombre relativement élevé d'éléments isolants (les chaînes d'ancrage et de suspension des jeux de barres sont doublées). Le poste « grille-phases mixtes » tend à être abandonné, car il est coûteux, touffu et peu fiable.

La seconde disposition est dite simplement « à phases mixtes ». Les jeux de barres, rigides, sont portés directement par les sectionneurs d'aiguillage (du type à deux colonnes tournantes). En général, le conducteur est un tube en alliage léger (*A-GS/L*) de 100 ou 120 mm de diamètre (tube 90/100 ou 104/120). Entre deux cellules, chaque tronçon de jeu de barres peut être éventuellement démonté pour faciliter certains travaux de longue durée.

Les connexions de liaison aux têtes de travées, dites connexions tendues, sont réalisées à l'aide de câbles homogènes en almelec (*A-GS/L*) et les jonctions à l'aide de manchons et de cosses comprimées.

La disposition à « phases mixtes » présente de nombreux avantages : elle est simple, claire et elle s'adapte facilement à une évolution du schéma. De plus, le nombre d'éléments isolants est réduit au strict minimum. C'est la disposition adoptée dans un très grand nombre de postes d'interconnexion construits par Électricité de France.

5.3. Postes à « phases séparées ». — Le poste à « phases séparées » est spécifique des zones à forte densité démographique. Il ne peut être raccordé qu'à des canalisations souterraines. Contrairement aux dispositions précédentes, il n'y a pas ici différenciation nette entre la zone des aiguillages et la tête de travée : la première se trouve audessus de la seconde.

Dans chaque phase, en allant de haut en bas, nous distinguons :

— les tubes correspondant aux deux jeux de barres (un tel poste ne peut en comporter trois) ;

— les pôles de sectionneurs d'aiguillage du type à deux colonnes tournantes supportant les tubes ;

— le pôle de disjoncteur ;

— le pôle de sectionneur d'isolement de la canalisation souterraine (s'il ne s'agit pas d'une liaison interne au poste) ;

— la boîte d'extrémité de la canalisation souterraine (les mesures se font, en général, à l'aide de transformateurs de courant torique et de câbles-condensateurs situés en dessous de la boîte d'extrémité).

Le poste à « phases séparées » immobilise une surface plus faible que le poste à « phases mixtes ». Le raccordement aérien d'un tel poste nécessiterait le surplomb des jeux de barres par la ligne, ce qui est difficilement admissible. En France, son utilisation est limitée aux échelons de tension égaux ou inférieurs à 225 kV.

5.4. Postes *D*. — Les postes *D* desservent exclusivement des réseaux à moyenne tension (à partir du réseau à 225 kV). Ils comprennent :

— trois transformateurs de puissance ;

— un pôle de sectionneur rapide de mise à la terre d'une phase (par transformateur) ;

— deux sectionneurs d'aiguillage (par transformateur), ces appareils sont susceptibles de couper un courant magnétisant de transformateur ;

— deux « jeux de barres » en câbles raccordés chacun à une ligne ou à un câble (ils ne sont pas équipés de dispositifs à tension constante) ;

— deux sectionneurs d'isolement permettant le raccordement précédent.

6. MATÉRIELS POUR HAUTE TENSION

6.1. Transformateurs de puissance. — Les transformateurs de puissance permettent de raccorder des réseaux triphasés soumis à des tensions différentes (en module ou en phase) ou des réseaux polyphasés différents (transformateurs spéciaux « Scott » ou « Leblanc » ; V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8). Ils permettent, en outre, un réglage éventuel de la tension secondaire.

Rappelons que les circuits électriques et magnétiques d'un transformateur de puissance sont immergés dans une cuve pleine d'huile (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 5) ayant pour objet d'assurer :

— le refroidissement de l'appareil grâce à des pompes de circulation et des éléments aéroréfrigérants (radiateurs à flux d'air forcé) ;

— la tenue diélectrique des isolants (papier imprégné) ;

— la détection des arcs internes par mouvement d'huile et présence de gaz inflammable (relais Buchholz).

Un réservoir, situé au-dessus du niveau du couvercle du transformateur, permet la libre dilatation de l'huile (ce réservoir est appelé « conservateur »).

Les transformateurs de puissance reposent, en général, sur deux ou quatre poutres (ou longrines) en ciment armé. Le remplacement d'un appareil ayant subi une avarie, est facilité par la présence de rails sur lesquels il peut rouler.

Les enroulements d'un transformateur sont désignés par l'indication de la tension des circuits extérieurs auxquels ils doivent être raccordés. Dans le cas où le sens d'échange de l'énergie est fixé, les enroulements sont dits :

— primaires, s'ils reçoivent l'énergie ;

— secondaires, s'ils fournissent l'énergie ;

— tertiaires, s'ils sont destinés à des fonctions auxiliaires (alimentation d'un transformateur d'auxiliaires, d'un compensateur synchrone, etc.).

Le raccordement entre deux réseaux implique la connaissance :

— de l'ordre des phases primaires ;

— du couplage des enroulements du transformateur (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 7) ;

— de l'ordre des phases secondaires.

L'interversion de deux phases primaires peut non seulement modifier l'ordre de rotation des phases secondaires, mais aussi leur déphasage par rapport aux phases primaires homologues. Le couplage réel d'un transformateur est vérifié lors de la mise en service. Par exemple, les services auxiliaires 380/220 V sont raccordés aux bornes correspondant à la plus haute tension et la différence de potentiel, entre une borne et les trois bornes d'alimentation, est mesurée pour tracer le diagramme secondaire du transformateur. Ainsi, on peut vérifier que ce diagramme correspond bien aux prescriptions de la plaque signalétique.

Le réglage en charge du niveau de tension impose de pouvoir ajouter ou retrancher une ou plusieurs bobines aux enroulements primaires ou secondaires (modification du rapport de transformation) et cela sans interrompre le passage du courant. Les régleurs en charge permettent cette opération par insertion de résistances convenables dans le circuit durant la commutation.

Un régleur en charge de type Jansen comporte (fig. XII-12) : des contacts principaux, des contacts auxiliaires, des résistances auxiliaires, des contacts de signalisation de position (la position du régleur étant transmise jusqu'au tableau synoptique de commande du poste) et un moteur électrique d'entraînement des contacts.

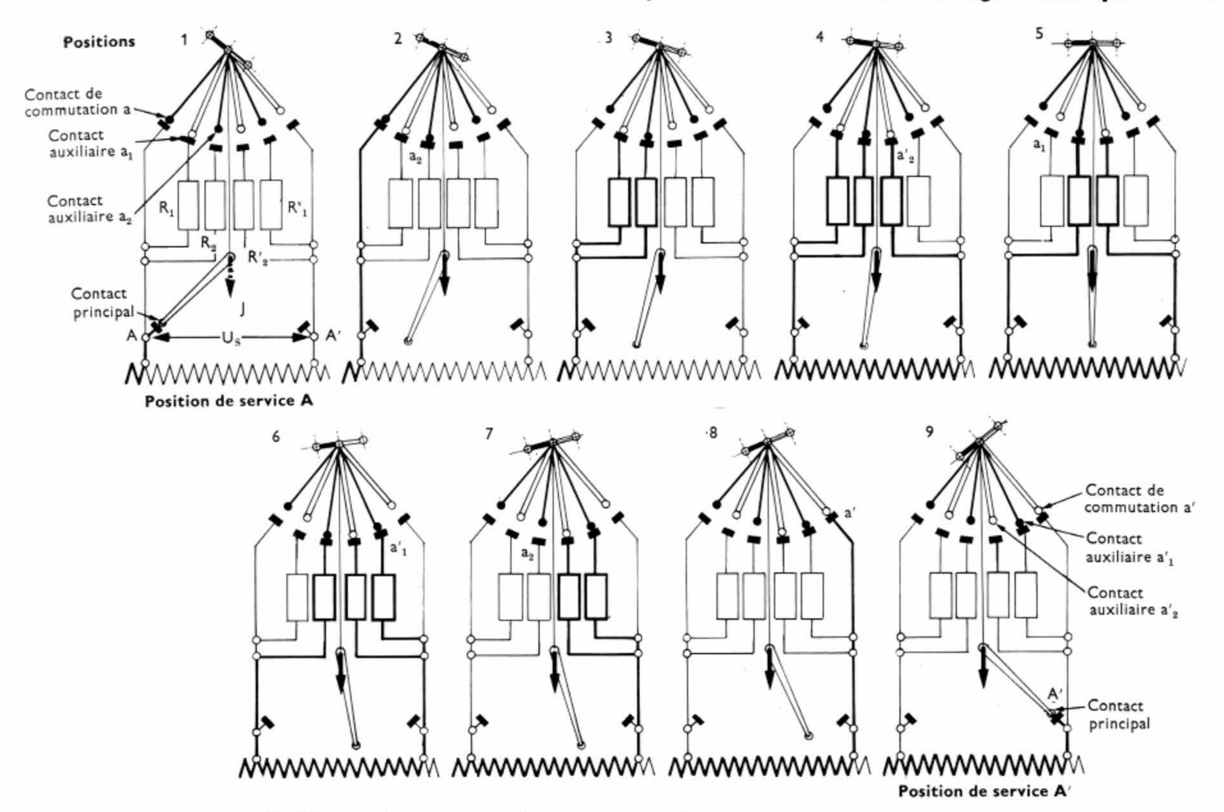


Fig. XII-12 — Commutateur du changeur de prise D III 400, processus de commutation

Le processus de fonctionnement est le suivant :

— Position de départ (1) : les contacts *A*, *a* et a_1 sont fermés.

— Position (2) : le contact *A* s'ouvre (sans arc puisqu'il est shunté par le contact *a*), tandis que le contact a_2 se ferme.

— Position (3) : le contact *a* s'ouvre (avec arc résultant du transfert de courant dans les résistances R_1 et R_2).

— Position (4) : le contact a'_2 se ferme, amenant en particulier la formation d'un courant de circulation entre *A* et *A'* dans la bobine et dans les résistances R_1, R_2 et R'_2.

— Position (5) : le contact a_1 s'ouvre (avec arc).

— Position (6) : le contact a'_1 se ferme.

— Position (7) : le contact a_2 s'ouvre (avec arc).

— Position (8) : le contact *a'* se ferme.

— Position finale (9) : le contact *A'* se ferme achevant la commutation, tandis que le contact a'_2 s'ouvre (avec arc).

L'extinction des arcs de commutation est assurée par l'huile du transformateur qui se trouve dans une cuve annexe ; l'huile carbonisée ne doit pas pouvoir aller au niveau des enroulements afin de ne pas diminuer la tenue diélectrique des isolants. Les résistances et les contacts sont étudiés pour supporter les effets thermiques et mécaniques résultant d'un court-circuit survenant à l'extérieur de l'appareil. Lorsque le réglage est automatique, la tranche à basse tension du transformateur comporte les protections et le servomécanisme utilisé pour effectuer automatiquement une comparaison entre le niveau réel et le niveau souhaité de la tension secondaire ; il commande un mécanisme qui assure l'adjonction ou le retrait de bobines aux enroulements primaires ou secondaires.

Le niveau de référence peut dépendre lui-même de la puissance fournie par le transformateur, cela afin de tenir compte des chutes de tension dans le réseau. Lorsque le réseau est mixte, c'est-à-dire lorsqu'il comporte simultanément des lignes aériennes et des canalisations souterraines, il est possible de modifier automatiquement le niveau de référence toutes les heures ou toutes les demi-heures, en fonction de la nature prévisible des charges. À charge globale identique, le niveau de tension secondaire du transformateur est différent selon que la puissance est appelée par une usine voisine (pendant les heures ouvrables, par exemple) ou par un ensemble de consommateurs éloignés (en dehors des heures ouvrables et en particulier pendant la soirée). Le niveau de référence est choisi de manière qu'à chaque instant, la tension d'utilisation soit comprise entre deux limites convenables.

À la suite d'un défaut sur le transformateur de puissance, il peut y avoir échauffement, puis inflammation de l'huile diélectrique si cette dernière est mise en contact avec l'air. C'est notamment le cas lorsque l'une des bornes à haute tension se rompt par arc de contournement. Aussi, le transformateur de puissance est-il équipé d'un clapet de retenue d'huile, inséré entre la cuve et le conservateur, qui permet la libre dilatation de l'huile diélectrique en temps normal et qui ne se referme pas sur des à-coups d'huile consécutifs à des manœuvres dans le poste, mais qui se ferme lorsque le débit d'huile devient important et constant.

De plus, lorsqu'un incendie s'est déclaré, diverses installations permettent d'en éviter l'extension et de le combattre, comme :

— les *murs pare-feu* destinés à protéger les ouvrages voisins contre une atteinte directe par les flammes et les fumées conductrices ;

— les *fosses de réception d'huile* qui contiennent de gros galets pour refroidir l'huile en feu et pour l'empêcher à la fois de brûler et de se répandre à travers le poste ;

— les *protections contre l'incendie du type « à eau pulvérisée »* qui noient littéralement le transformateur dans un brouillard, le refroidissant en chassant l'air. La pulvérisation de l'eau correspond en outre à la nécessité de conserver une rigidité diélectrique convenable à proximité des bornes à haute tension ;

— les *protections contre l'incendie du type « vidange-brassage »* (V. fig. XII-13). Une zone sans huile est obtenue en haut de la cuve (par vidange) et ensuite, de l'azote est injecté sous pression dans l'huile résiduelle (brassage). L'huile chaude et les vapeurs combustibles s'accumulant en partie haute du transformateur, l'injection d'azote sous pression refroidit l'huile par détente et par brassage des zones froides et des zones chaudes. En outre l'azote a l'avantage de se substituer à l'oxygène, privant les gaz

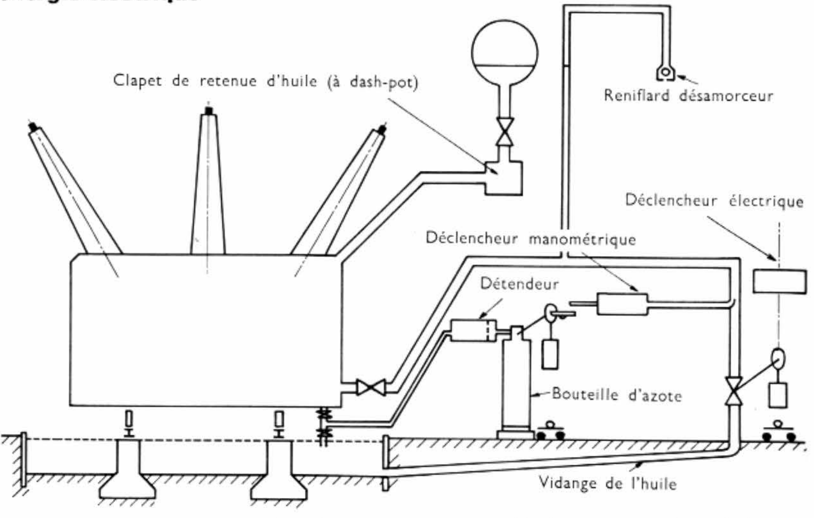


Fig. XII-13

Le fonctionnement du déclencheur électrique a pour effet de vidanger le transformateur; le débit de l'huile est suffisant pour que le clapet de retenue se ferme. Lorsque le niveau de l'huile dans la cuve correspond au niveau du point haut de la conduite de vidange, le reniflard prévu à cet effet désamorce le siphon avec, pour conséquence, une baisse de pression à l'intérieur du déclencheur manométrique. L'azote sous pression est alors injecté dans la cuve du transformateur

combustibles de comburant. Il convient de noter que ce type de protection rend absolument nécessaire le clapet de retenue d'huile.

6.2. Disjoncteurs pour réseau haute tension. — Les disjoncteurs sont utilisés pour les manœuvres courantes permettant la bonne exploitation du réseau de transport d'énergie (mise hors tension de lignes ou de transformateurs, ouverture ou fermeture de boucle d'interconnexion, etc.) et pour éliminer, le plus rapidement possible, des tronçons en défaut de manière à sauvegarder tout à la fois la stabilité de l'exploitation et le bon état des matériels et dispositions non directement affectés par ceux-ci.

6.2.1. Coupure d'un circuit. — L'intervention d'un disjoncteur n'est pas instantanée. Tout d'abord, compte tenu des divers circuits de commande, des relais interposés, de l'inertie du mécanisme, de la pénétration éventuelle des contacts l'un dans l'autre, ceux-ci ne commencent à se séparer qu'un temps t_1 après que les conditions d'ouverture aient été réalisées (t_1 est le *temps d'ouverture* ou *temps mort du disjoncteur*). Ensuite, un arc s'amorce entre les contacts; les gaz de décomposition du milieu séparant les contacts et ceux provenant de la vaporisation du métal des électrodes sont ionisés et ils forment une colonne gazeuse incandescente, l'arc, qui assure la continuité de passage du courant. Tant que dure cet arc, la différence de potentiel entre les contacts (tension d'arc) conserve une valeur relativement faible; elle décroît légèrement lorsque l'intensité du courant dans l'arc augmente et elle croît avec la longueur de l'arc, donc avec la distance entre les contacts. Cette d.d.p. permanente est un des facteurs qui détermine l'énergie mise en jeu dans l'arc, c'est-à-dire, en définitive, les contraintes que l'appareil doit pouvoir supporter sans dommage.

L'extinction de l'arc est possible lorsque l'intensité du courant dans le circuit passe par zéro, si la désionisation du milieu diélectrique situé entre les contacts est suffisamment rapide et si la vitesse de rétablissement de la d.d.p. entre les contacts n'est pas trop grande. Lorsque le rétablissement de la tension est plus rapide que la désionisation, l'arc se réamorce entre les contacts. Dans le cas contraire, son extinction est définitive. La vitesse de désionisation est une caractéristique de construction du disjoncteur : elle dépend de la vitesse de séparation des contacts, du fluide diélectrique utilisé et du procédé mis en œuvre pour le régénérer après l'extinction naturelle de l'arc. Les conditions de rétablissement de la tension entre contacts varient essentiellement avec les caractéristiques du réseau : source et circuit interrompu. Si le disjoncteur coupe un circuit purement résistant, la force électromotrice de la source passe par zéro en même temps que le courant dans le circuit, et la remontée de tension entre les contacts correspond simplement à la variation sinusoïdale de la force électromotrice de la source. Elle est donc relativement lente. Au contraire, si le circuit interrompu est purement inductif, la force électromotrice de la source est maximale à l'instant où l'arc s'éteint. Cette variation brusque engendre toujours un régime oscillatoire dont la fréquence (quelques kilohertz) est déterminée par les caractéristiques du circuit (inductance L et capacité C), la tension pouvant atteindre près de deux fois la tension de crête du régime sinusoïdal. La tension de rétablissement est alors la superposition d'une tension à la fréquence industrielle (dont l'amplitude dépend à la fois de la tension nominale et du réseau) et d'une tension transitoire qui correspond au régime oscillatoire. Celle-ci est définie par la fréquence et par l'amplitude des oscillations de tension et particulièrement par le front de la première demi-onde du régime oscillatoire, c'est-à-dire par la vitesse d'accroissement de la tension $\frac{du}{dt}$ (mesurée en volts par microseconde).

Plus la fréquence d'oscillation est grande, plus raide est le front de la première demi-onde, donc plus rapide est le rétablissement de la tension aux bornes des contacts, ce qui favorise le réamorçage.

Les caractéristiques des circuits ont une influence déterminante sur le fonctionnement des disjoncteurs. Pour le montrer, nous allons examiner quelques cas typiques d'exploitation :

— *Coupure d'un courant de charge.* — Le courant coupé reste souvent inférieur à quelques centaines d'ampères et son déphasage en arrière de la tension n'excède pas 30°. L'énergie dissipée dans l'arc, donc à l'intérieur du disjoncteur, est relativement réduite (le courant dans l'arc a une valeur limitée et le temps de coupure est relativement court).

— *Coupure d'un courant de court-circuit.* — L'intensité efficace du courant coupé peut atteindre plusieurs milliers d'ampères et son déphasage en arrière de la tension est proche de 80°.

Du fait de la valeur importante du déphasage, après chaque extinction naturelle de l'arc, il se produit une remontée très rapide de tension et un régime oscillatoire accentué. Cela augmente sensiblement les risques de réamorçages et la coupure définitive peut n'être obtenue qu'après plusieurs tentatives infructueuses d'extinctions (trois ou quatre). Le temps total de la durée d'arc est ainsi très augmenté et l'énergie dissipée dans le disjoncteur est beaucoup plus grande que dans le cas précédent.

L'usure de l'appareil est très accusée. Cela explique que la fréquence d'entretien des disjoncteurs soit régie par la règle dite des *ampères coupés :* les valeurs réelles des courants de court-circuit sont ajoutées et il est nécessaire d'intervenir dès qu'un certain seuil est atteint.

Lorsque le court-circuit se produit à proximité du disjoncteur, l'intensité efficace du courant est beaucoup plus grande que lorsqu'une certaine longueur de ligne (qui présente une impédance déterminée) sépare le disjoncteur et le point de défaut. Cependant, dans le second cas, la coupure n'est pas facilitée car il peut s'établir un régime oscillatoire et la vitesse de rétablissement peut être bien plus grande que dans le premier cas. Un *défaut en ligne,* appelé aussi *défaut kilométrique* impose donc des contraintes supplémentaires à un disjoncteur. On les limite en augmentant la vitesse de désionisation.

— *Coupure d'une ligne à vide.* — Une ligne à vide se comporte pratiquement comme un groupement de condensateurs (du fait des capacités entre phases et terre et des capacités entre phases). Le courant dans une ligne à vide est pratiquement déphasé de 90° en avant de la tension du réseau : sa valeur est toujours relativement faible (quelques ampères en général, quelques dizaines d'ampères au maximum pour des réseaux importants sous tension élevée).

Pour mieux comprendre comment se produit la coupure d'une ligne à vide, nous examinerons les variations du potentiel d'un conducteur de la ligne par rapport à la terre et celles du courant qui le traverse. Supposons que la commande de la coupure soit donnée à un instant t_0 (fig. XII-14) ; la séparation des contacts se produit à un instant

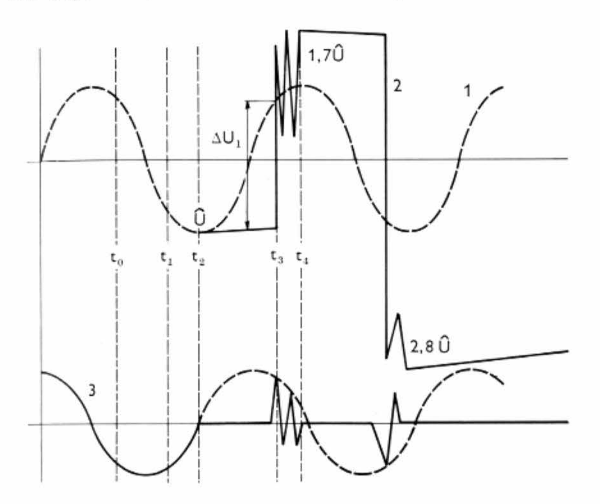


Fig. XII-14 — Oscillogramme de la coupure d'une ligne à vide. Courbe 1 : Tension de la source. Courbe 2 : Tension de la ligne à partir de la première interruption de courant. Courbe 3 : Courant dans la ligne (et dans le disjoncteur). La différence des élongations des courbes 1 et 2 donne à chaque instant la tension Δu aux bornes des contacts du disjoncteur

t_1 légèrement postérieur à t_0. L'arc qui s'établit s'éteint à l'instant t_2 dès que l'intensité du courant passe par une valeur nulle ; la ligne se trouve alors isolée de la source et se comporte comme un condensateur : pratiquement, elle reste chargée et le potentiel de chaque conducteur conserve la valeur qu'il avait au moment de l'extinction (U).

Tant que l'arc est éteint, le contact côté conducteur du disjoncteur est évidemment au potentiel du conducteur, tandis que le contact côté source est au potentiel de celle-ci.

Ensuite, alors que le potentiel du conducteur reste pratiquement constant, la d.d.p. aux bornes de la source poursuit sa variation sinusoïdale ; la différence de potentiel entre les contacts croît jusqu'à une valeur ΔU_1, telle qu'un arc s'amorce à nouveau entre les contacts (instant t_3). L'énergie emmagasinée dans le conducteur est alors transférée à la source et un régime oscillatoire à haute fréquence (fonction de la capacité du conducteur et de la réactance de la source) s'établit. Ce courant passe entre les contacts ; il peut s'annuler au cours de l'oscillation et l'arc s'éteindre, isolant à nouveau la ligne. Le potentiel du conducteur peut alors être nettement plus grand que celui de la source.

Ce phénomène peut se reproduire plusieurs fois et le potentiel croît sans cesse ; les surtensions atteintes ainsi peuvent être extrêmement importantes (trois fois la tension nominale et plus).

Ces surtensions peuvent entraîner des amorçages à la terre, le plus souvent par contournement d'une chaîne d'isolateurs ; le courant qui traverse le disjoncteur en cours d'ouverture passe ainsi brutalement d'une valeur faible (courant à vide de la ligne) à une valeur très élevée (courant de court-circuit). À l'instant où se produit ce court-circuit, *consécutif* à une surtension (d'où le nom de *défaut consécutif*), l'arc dans le disjoncteur peut déjà avoir une assez grande longueur et la tension u_a à ses bornes (qui croît avec la longueur de l'arc) peut être telle que l'énergie dissipée dans l'arc ait une valeur nettement plus importante que lors de la coupure d'un simple court-circuit de même intensité efficace mais existant dès le début de l'ouverture des contacts (il aurait été coupé avec une longueur d'arc, et donc une tension d'arc, plus réduite).

On s'efforce de réaliser des disjoncteurs qui n'entraînent que des surtensions relativement réduites (cela diminue la probabilité des défauts consécutifs) et qui peuvent résister à ces contraintes particulièrement redoutables.

— *Coupure de circuits inductifs* (*transformateurs à vide, inductances*). — Lorsqu'un disjoncteur doit couper un circuit purement inductif, traversé par un courant peu intense (quelques ampères à quelques dizaines d'ampères), mais déphasé de 90° en arrière de la tension d'alimentation, très fréquemment, ce courant est interrompu brutalement avant même son passage naturel par zéro : on dit qu'il y a arrachement du courant. Cette variation brutale du courant entraîne une surtension aux bornes du circuit (elle peut atteindre deux et même trois fois la tension de fonctionnement) et des risques de défauts consécutifs.

6.2.2. Choix du milieu diélectrique d'extinction de l'arc. — Durant l'ouverture du disjoncteur, le contact fixe et le contact mobile sont séparés par un milieu diélectrique qui permet d'éteindre l'arc de coupure du courant par effet mécanique (soufflage) et par effet thermique (refroidissement) ; il assure également l'isolement entre les bornes d'entrée et les bornes de sortie lorsque l'appareil est ouvert.

Ce milieu peut être de l'huile, de l'air (asséché par détente de 250 à 20 ou 30 bars) ou de l'hexafluorure de soufre (SF_6) (V. tableau ci-après).

Propriété \ Diélectrique	Huile	Air comprimé	Hexafluorure de soufre (SF_6)
Pression d'utilisation	1 bar	15-27 bars	2-3 bars (éventuellement haute pression : 12-14 bars)
Tenue diélectrique	Bonne	Très bon (si l'air est convenablement asséché par la détente et si la pression est suffisante)	Bon (si la pression est suffisante)
Stabilité chimique	Moyenne	Très bon	Très bon
Pouvoir extincteur	Bonne	Bon	Très bon
Refroidissement de l'arc	Bonne	Bon	Très bon
Inconvénients	Inflammable	— Enceinte devant résister à des pressions permanentes relativement grandes — Nécessité d'une station de compression — Vérifications relativement fréquentes du bon état des réservoirs à haute pression	Il se liquéfie à 40 °C (basse pression) ou à 0°C (haute pression) ; un calorifugeage de la réserve éventuelle soumise à une haute pression est absolument nécessaire

6.2.3. Disjoncteurs à coupure dans l'huile. — Lorsque les tensions sont relativement basses et que les courants dans les circuits coupés sont peu intenses, le milieu isolant assure l'extinction de l'arc après une course très faible des contacts mobiles. Il n'en est plus de même lorsque les tensions sont très grandes et le problème est alors de réaliser une certaine longueur de coupure. Sans trop accroître l'encombrement, cette longueur a été augmentée en fractionnant l'arc (appareils à coupures multiples).

Dans les disjoncteurs à huile, le milieu diélectrique qui se trouve sur le trajet de l'arc est porté à une température élevée (environ 3 000 °C) et il se forme une poche de gaz entre les contacts. Du fait de l'inertie de l'huile qui entoure cette zone gazeuse, celle-ci est soumise à une pression assez grande et la résistance au passage de l'arc est augmentée ; la coupure est ainsi facilitée.

Après détente, le volume de la zone gazeuse ne doit pas être trop important car, s'il y a contact avec l'air en partie supérieure de l'appareil, celui-ci explose. Il a donc été nécessaire d'utiliser certains artifices pour augmenter la capacité de coupure des disjoncteurs sans qu'il y ait risque d'explosion ; l'un des moyens mis en œuvre a été l'adjonction de chambres d'explosion aux contacts fixes (fig. XII-15).

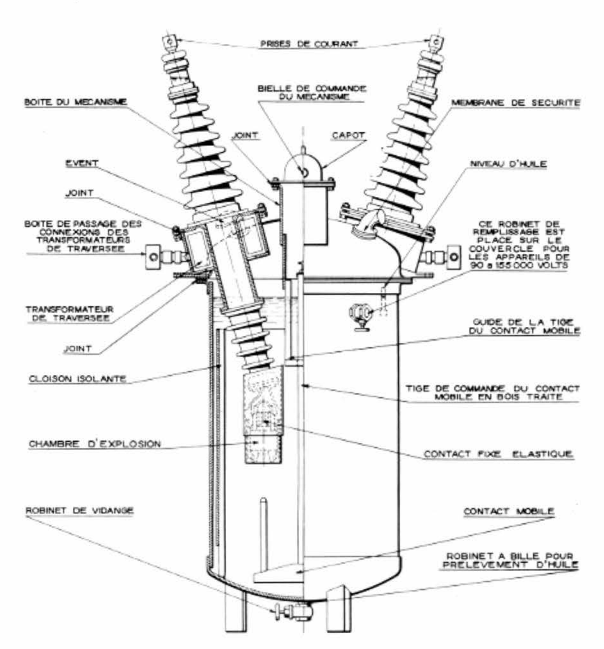
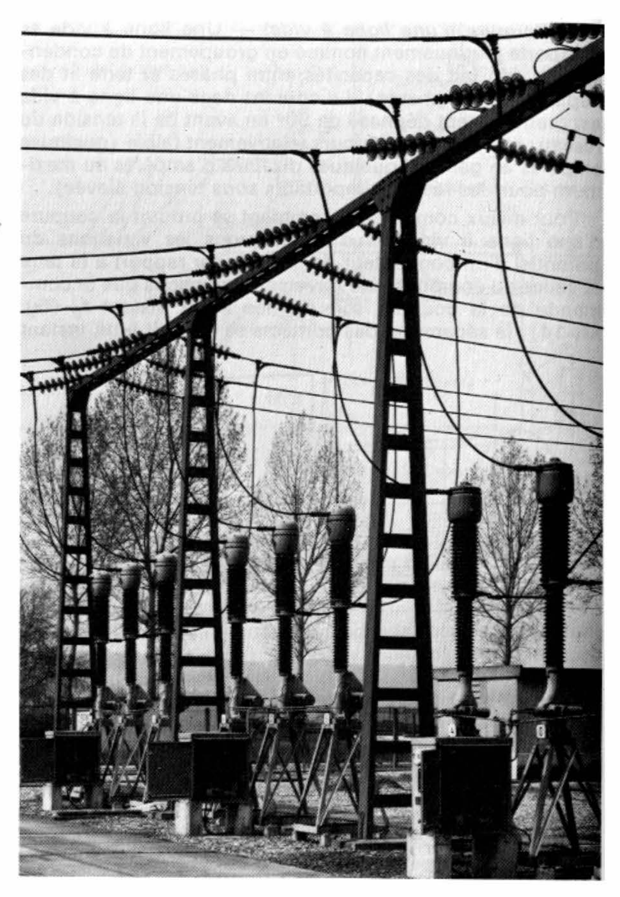


Fig. XII-15 — Disjoncteur à huile, type F.J.A.O. 110, avec chambre d'explosion (*Alsthom*)

6.2.4. Disjoncteurs à coupures multiples. — Ces chambres, en acier revêtu d'un matériau isolant ou entièrement isolantes, peuvent résister à des pressions très importantes (proches de 100 daN/cm² pour les chambres en acier). Au moment du déclenchement, l'arc s'établit à la partie supérieure de la chambre : de l'huile est vaporisée et, dans cette zone, la pression augmente considérablement. Celle-ci ne peut diminuer que lorsque le contact mobile sort de la chambre, qu'il opturait précédemment. L'arc est alors violemment soufflé. En outre, cette technique présente l'avantage de soustraire l'enceinte du disjoncteur aux ondes de choc de pression qui surviennent pendant la durée de l'arc.

L'efficacité d'une chambre d'explosion peut être augmentée par la présence de deux contacts mobiles en série (dont l'un est flottant) et par un cloisonnement judicieux de la chambre en deux alvéoles. L'arc primaire qui apparaît dans le premier alvéole, entre le contact fixe et le contact flottant, entraîne une augmentation de la pression et une mise en mouvement de l'huile fraîche vers le second alvéole. L'arc secondaire qui apparaît entre les contacts mobiles est soufflé à son tour. La succession des arcs est obtenue grâce à un ressort qui plaque le contact flottant sur le contact mobile pendant les premiers instants. Dans une seconde étape, le contact mobile continue sa course alors que le contact flottant est en butée. Il se crée donc un arc secondaire.



Disjoncteur à faible volume d'huile, avec appareillage de commande (*É.D.F.*)

L'efficacité du soufflage de l'arc secondaire est encore plus grande lorsque le jet d'huile lui est perpendiculaire, ce qui est réalisé dans certaines chambres.

Une autre façon de résoudre le problème des coupures en haute tension consiste à utiliser des chambres à canaux multiples. Dans de telles chambres, des canaux de soufflage, en nombre variable avec la tension, sont alignés les uns au-dessous des autres, sur le trajet du contact mobile. Au moment du déclenchement, l'arc est donc étiré successivement devant les canaux. Dès que le soufflage entre en action, tous les canaux sont alimentés en parallèle, attaquant l'arc sur une fraction de sa longueur. L'efficacité de ces canaux est augmentée lorsqu'ils sont disposés suivant n directions décalées chacune de $\frac{2\pi}{n}$ radians.

6.2.5. Disjoncteurs à air comprimé (V. hors-texte). — Dans ces appareils, la désionisation du milieu séparant les contacts est obtenue par un balayage énergique des gaz ionisés à l'aide d'un jet d'air comprimé. Suivant la manière dont ce jet d'air est engendré, ces appareils sont dits autopneumatiques ou à réserve d'air comprimé.

1° *Appareils autopneumatiques.* — Le courant d'air est créé au moment même de la séparation des contacts au moyen d'un piston actionné par le mécanisme de déclenchement lui-même.

Cependant, même en accélérant le mouvement à l'aide de mécanismes puissants, il est difficile d'obtenir un jet d'air permettant de balayer des arcs intenses. Le pouvoir de coupure de ces appareils reste limité à quelques 20 à 30 MVA sous des tensions ne dépassant pas 36 kV.

2° *Appareils à réserve d'air comprimé.* — Pour augmenter le pouvoir de coupure, il faut un soufflage très énergique ; celui-ci peut être réalisé à l'aide d'air comprimé mis en réserve à l'avance. Il est détendu brusquement dans l'espace séparant les contacts et plusieurs modes de balayage de l'arc sont utilisés :

a) *Balayage longitudinal.* — L'air balaye l'arc dans le sens même de son allongement ; la tuyère de soufflage est soit indépendante et isolante, soit constitue l'un des contacts même (le plus souvent le contact fixe : fig. XII-16).

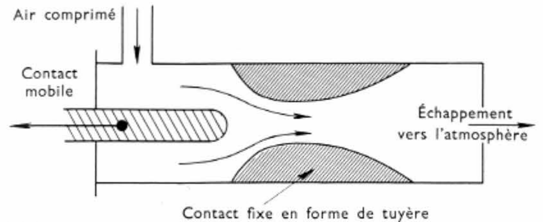


Fig. XII-16

b) *Balayage radial.* — L'arc est soufflé radialement au moyen de l'air comprimé ; la colonne ionisée occupe alors l'axe de la chambre et elle est entraînée vers l'extérieur dans l'axe des contacts formant tuyère (fig. XII-17).

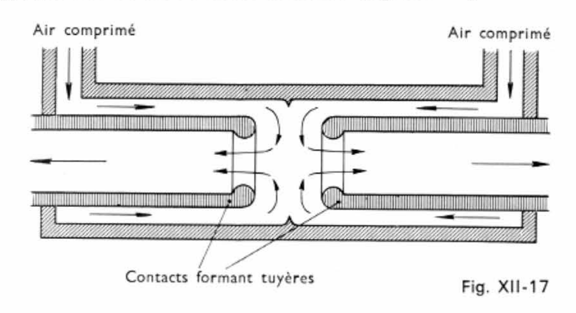


Fig. XII-17

c) *Balayage transversal.* — Le jet d'air est dirigé perpendiculairement à l'arc : il entraîne les gaz ionisés dans les chambres qui facilitent l'extinction par leur action refroidissante (fig. XII-18).

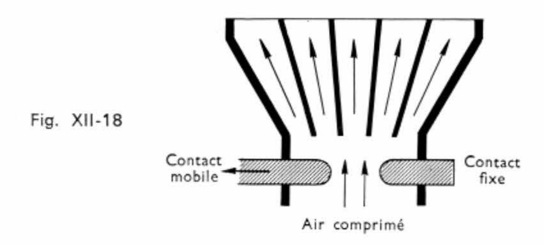


Fig. XII-18

Quel que soit le mode de soufflage utilisé, l'extinction de l'arc est toujours obtenue dans un temps très court, souvent dès que l'intensité du courant devient nulle. Cependant, lorsque le soufflage cesse, il est nécessaire que les contacts soient assez éloignés pour que la tension de rétablissement n'entraîne pas un réamorçage. Cette condition n'est pas facile à réaliser et il est nécessaire d'associer plusieurs chambres élémentaires en série pour le fonctionnement sous de hautes tensions. Par exemple, les disjoncteurs comportent une seule chambre pour des réseaux 63 kV, trois ou quatre pour des réseaux 225 kV, six à huit pour des réseaux 400 kV.

Cette mise en série n'est possible qu'avec des disjoncteurs à faible volume d'huile et si les d.d.p. sont les mêmes aux bornes des diverses chambres élémentaires. Pour obtenir ce résultat, deux moyens sont utilisés (séparément ou simultanément) : montage d'une résistance ou d'un condensateur en parallèle avec chaque chambre (fig. XII-19). La répartition par condensateur est très simple ; elle n'exige aucun dispositif annexe. La répartition par résistance impose l'utilisation d'un ou plusieurs interrupteurs auxiliaires pour interrompre le passage du courant

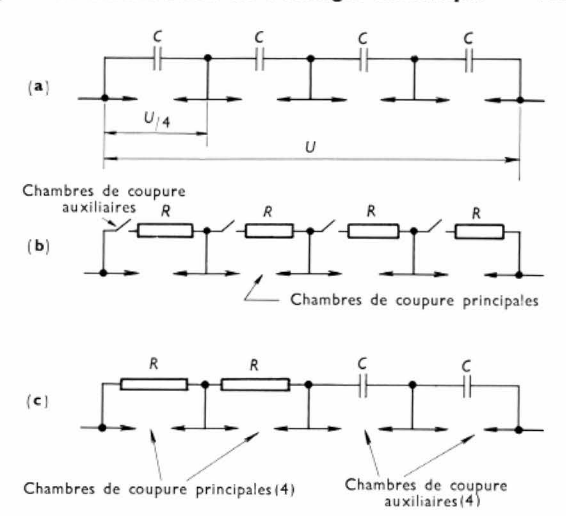


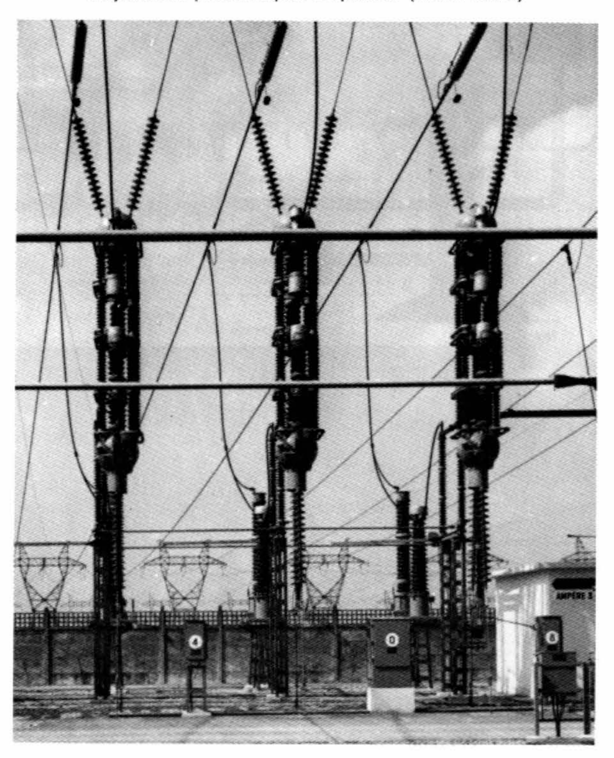
Fig. XII-19

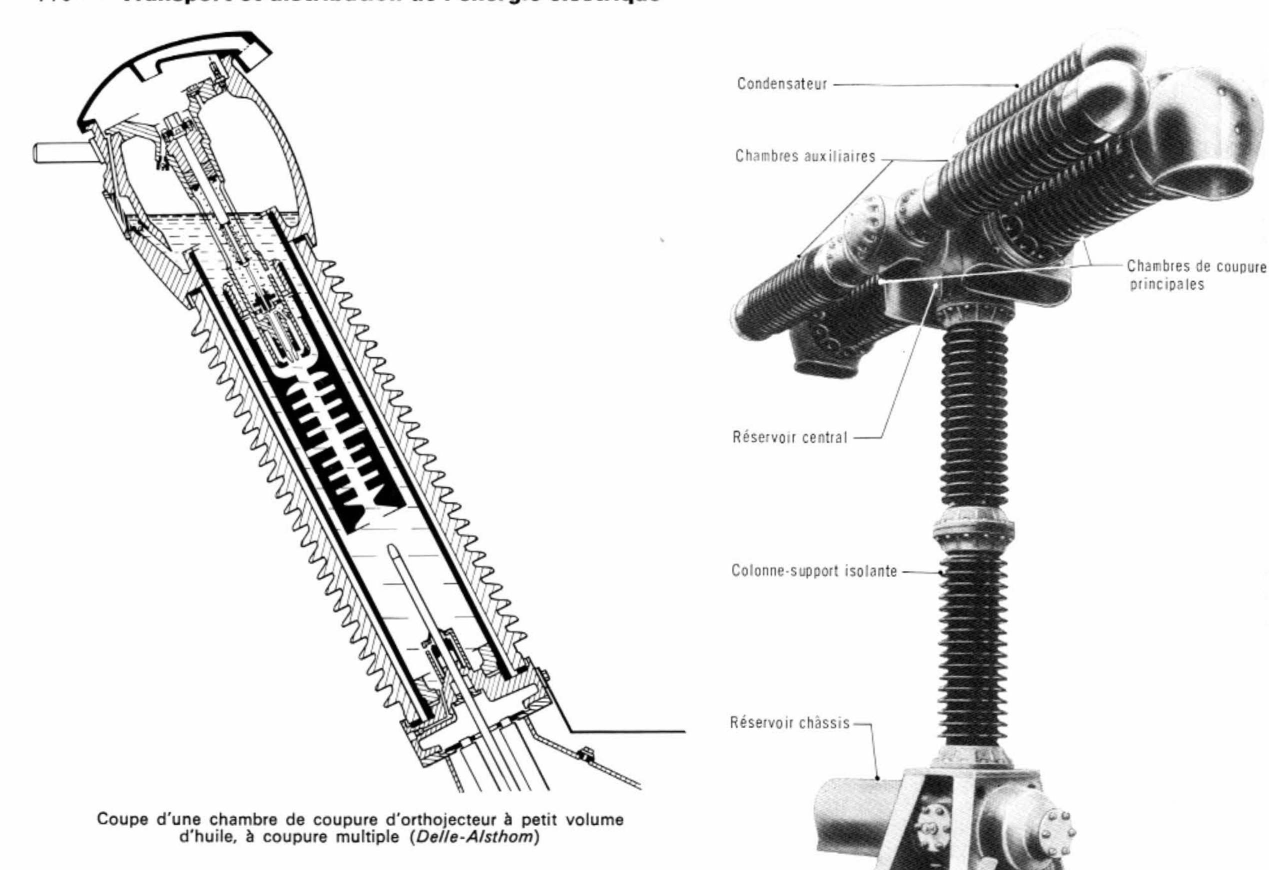
(relativement réduit) qui traverse les résistances dès que les contacts principaux sont ouverts.

Le rôle de ces résistances dépend de leurs valeurs. De grandes résistances (quelques centaines de milliers d'ohms) jouent le même rôle que des condensateurs : elles assurent une répartition équitable de la tension. Des résistances relativement faibles (quelques milliers ou même quelques centaines d'ohms) permettent d'obtenir l'équilibrage désiré et, en même temps, un amortissement de tout régime oscillatoire lors de la coupure des contacts principaux.

Les disjoncteurs à air comprimé présentent deux avantages importants : usure des contacts très réduite, temps de coupure pratiquement indépendant de l'intensité du courant coupé. Ils ne sont donc pratiquement pas sensibles aux défauts consécutifs. Cependant, l'intervalle entre contacts étant réduit et la vitesse de régénération du milieu étant relativement lente, la coupure dans le cas de défauts en ligne (défauts kilométriques) se fait dans de moins bonnes conditions que lorsqu'il s'agit d'un court-circuit franc aux bornes de l'appareil. Par ailleurs, la création de la réserve d'air comprimé, parfois propre au disjoncteur lui-même, le

Disjoncteurs pneumatiques suspendus (*Merlin-Gérin*)





Coupe d'une chambre de coupure d'orthojecteur à petit volume d'huile, à coupure multiple (*Delle-Alsthom*)

Disjoncteur pneumatique (*Delle-Alsthom*)

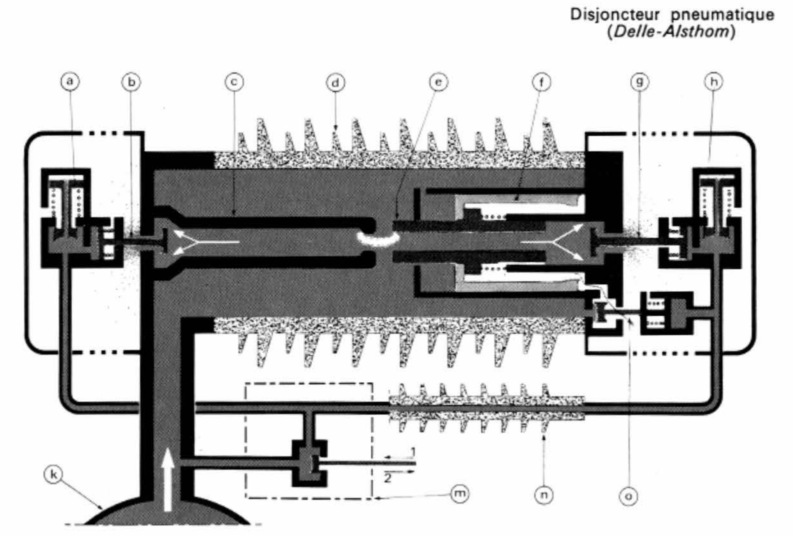
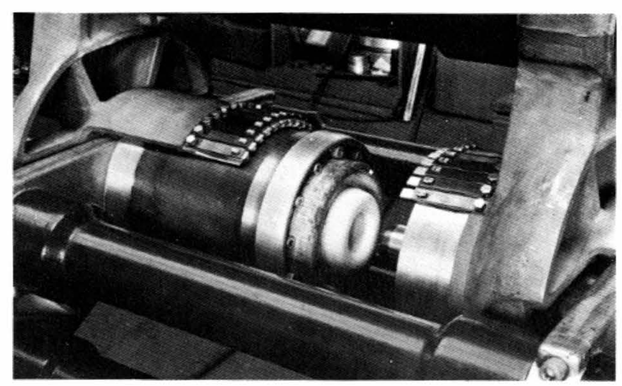


Schéma d'une chambre de coupure de disjoncteur pneumatique pendant la période de soufflage, avant la fin de la course d'ouverture (*Merlin-Gérin*)

a-h : Relais de temps (produisant la refermeture des vannes b et g après un temps prédéterminé.
b-g : Vanne de soufflage.
c : Contact fixe. Dans certaines chambres de coupure dites à double course (types P 68 et P 79), le contact fixe (c) est remplacé par un contact semi-fixe solidaire de la vanne de soufflage. Après l'extinction de l'arc, la course du contact semi-fixe permet une meilleure tenue en tension. La course du contact mobile est plus longue.
d : Enveloppe de chambre en porcelaine.
e : Contact mobile.
f : Piston support de contact mobile.
k : Réservoir d'air comprimé.
m : Relais principal de commande (reçoit, amplifie et retransmet les ordres (1) de fermeture et (2) d'ouverture parvenant de l'armoire de commande par transmission pneumatique ou hydraulique).
n : Conduit de commande en porcelaine.
o : Relais de commande du contact-mobile.



Contacts de disjoncteur blindé à l'hexafluorure de soufre (*Delle-Alsthom*)

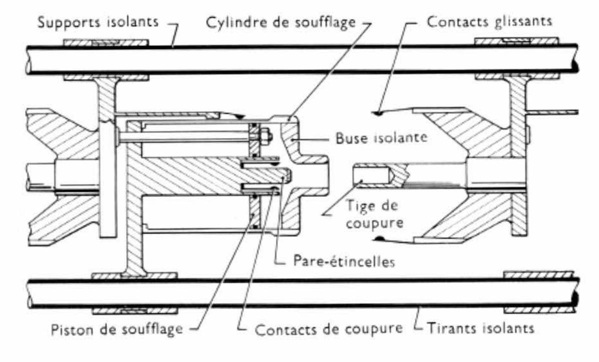


Schéma d'un élément de coupure de disjoncteur à l'hexafluorure de soufre



Fig. XII-20 — Appareillage blindé 245 kV à hexafluorure de soufre (*Merlin-Gérin*)

plus souvent commune à l'ensemble des disjoncteurs d'un poste, crée des sujétions d'exploitation non négligeables. L'air est stocké soit sous haute pression (250 bars), soit sous moyenne pression (35 à 40 bars) ; la pression dans le réservoir propre à chaque disjoncteur est voisine de 15 à 20 bars (V. t. 1, Centrales thermiques).

6.2.6. Disjoncteurs à l'hexafluorure de soufre. Postes blindés. — L'hexafluorure de soufre, gaz inerte, de très grande densité (sensiblement cinq fois celle de l'air), présente une très grande rigidité diélectrique. Il se décompose sous l'effet de l'arc électrique, mais les éléments dissociés se recombinent pratiquement dès la disparition de l'arc. Il est d'ailleurs utilisé non seulement comme moyen d'isolement et d'extinction dans les disjoncteurs, mais aussi comme moyen d'isolement des jeux de barres et des sectionneurs dans les postes de transformation. Ces disjoncteurs se présentent sous la forme de postes blindés (fig. XII-20) de volume très réduit. Cet avantage a permis de les utiliser dans des zones à forte densité urbaine ou toute autre solution était exclue. De plus, les postes blindés conduisent tout naturellement à une standardisation poussée des dispositions, facteur économique important lorsque le nombre de cellules construites dans l'année est lui-même important (ce qui est le cas des postes à 63 kV et à 225 kV).

Dans ces disjoncteurs, l'énergie de soufflage peut provenir :

— soit d'un dispositif « piston-cylindre » mis en route au moment du déclenchement,

— soit d'une réserve sous une pression de 12 à 15 bars détendue en vase clos à 2 à 3 bars lors du déclenchement (fig. XII-21 a et b).

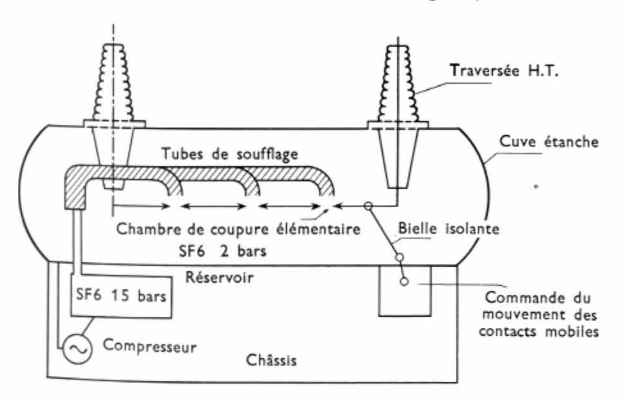


Fig. XII-21 a — Disjoncteur au SF_6 - Coupe de principe d'un pôle 225 kV — 15 000 MVA

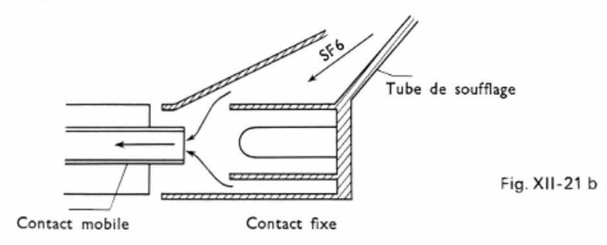


Fig. XII-21 b

Disjoncteur au SF_6. Détail d'une chambre de coupure

6.2.7. Les organes de commande. — La vitesse de déplacement du ou des contacts mobiles, tant à la fermeture qu'à l'ouverture, doit être très grande (5 et même 15 m/s) pour les disjoncteurs H.T. Cela nécessite une énergie importante qui doit être libérée dans un temps très court. Plusieurs systèmes de commande sont utilisés dans ce but.

1° *Commande électromécanique :* elle convient à tous les disjoncteurs. Un moteur électrique est utilisé pour bander un ressort ; lorsque l'énergie emmagasinée est suffisante, le contact mobile est déplacé et le disjoncteur est enclenché brusquement. De la même façon, le dispositif de déclenchement est « armé » et le disjoncteur reste enclenché grâce à un dispositif mécanique.

2° *Commande électrique à solénoïde :* la tige de commande du contact mobile constitue le noyau plongeur d'un électroaimant. Ce système a été l'un des premiers utilisés ; il est pratiquement abandonné, car l'appel instantané de puissance est beaucoup plus grand que pour les autres commandes.

3° *Commande pneumatique :* le contact mobile est lié à la tige d'un piston. Suivant que l'on veut enclencher ou déclencher le disjoncteur, on admet de l'air comprimé sur l'une ou l'autre face de ce piston : ce mode de commande, assez peu répandu pour les disjoncteurs à huile, est presque exclusivement employé dans les disjoncteurs à air comprimé.

4° *Commande oléopneumatique* (fig. XII-22) : l'énergie nécessaire à l'enclenchement est emmagasinée dans un accumulateur constitué par un cylindre rempli d'azote sous pression (300 bars). Elle est transmise hydrauliquement à un vérin qui actionne le mécanisme du disjoncteur. Les manœuvres d'enclenchement et de déclenchement sont commandées par des électrovalves.

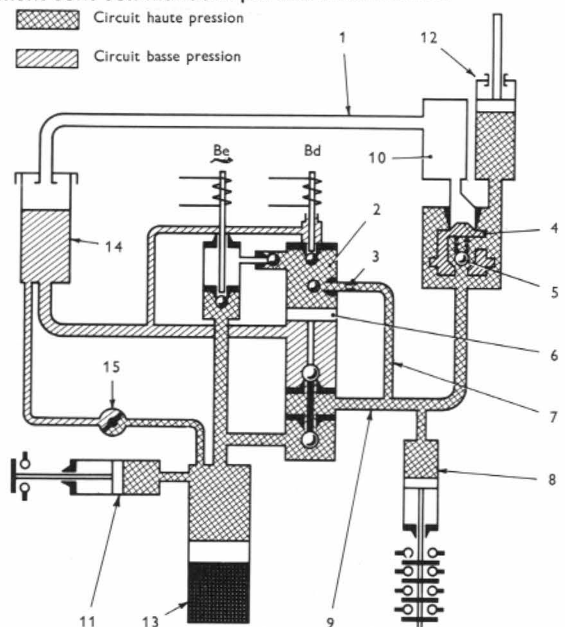


Fig. XII-22 — Commande oléopneumatique. 1. Tube de retour basse-pression. — 2. Chambre. — 3. Limiteur de débit. — 4. Valve de décharge rapide. — 5. Clapet. — 6. Piston. — 7. Tube d'autoalimentation. — 8. Piston auxiliaire. — 9. Conduite haute pression. — 10. Réservoir auxiliaire. — 11. Manostat indéréglable. — 12. Piston du vérin. — 13. Accumulateur. — 14. Réservoir. — 15. Groupe motopompe

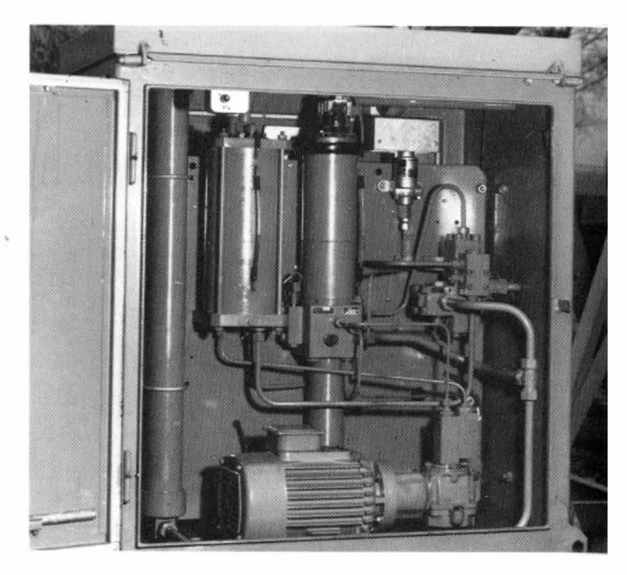
6.3. Transformateurs de mesure. — Les transformateurs de mesure (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 18) ont pour fonction de donner une image électrique aussi fidèle que possible des grandeurs caractérisant un circuit haute tension (courant et tension). Ils peuvent alimenter :

— soit des équipements destinés à la mesure des caractéristiques permanentes du circuit haute tension (ampèremètres, voltmètres, wattmètres, etc.). Comme, au-delà du régime nominal, il y a saturation magnétique des transformateurs de courant, les appareils de mesure sont automatiquement protégés lors de défauts sur la haute tension ;

— soit des équipements de protection. Dans ce cas, les circuits magnétiques des transformateurs de courant sont étudiés de manière à ne pas être saturés lors des courts-circuits les plus violents sur la partie haute tension.

7. SERVICES AUXILIAIRES DES POSTES D'INTERCONNEXION

Les services auxiliaires d'un poste d'interconnexion sont constitués par les sources et les circuits de distribution des différentes formes d'énergie assurant le fonctionnement des installations à haute tension. En général, ils comprennent : les services auxiliaires à courant continu, les services



Bloc de commande de l'appareillage du disjoncteur (*É.D.F.*)

auxiliaires à courant alternatif non secourus, les services auxiliaires à courant alternatif secourus (par un groupe électrogène) et les services auxiliaires à air comprimé (lorsque le poste comporte des disjoncteurs à air comprimé).

Les services auxiliaires sont dits *essentiels* lorsqu'ils servent à maintenir les installations en état de fonctionnement. Ils ne doivent pas être perturbés par un défaut affectant les circuits à haute tension, ne serait-ce que pendant une fraction de seconde. Une telle continuité impose l'utilisation de batteries d'accumulateurs à courant continu.

Lorsque le poste d'interconnexion est important, les services auxiliaires sont séparés en unités indépendantes correspondant chacune à une zone géographique à desservir.

7.1. Services auxiliaires à courant continu. — Les services auxiliaires à courant continu, fonctionnant sous 127 V, sont réservés à l'alimentation :

— des équipements de protection ;

— des circuits de commande, de signalisation et de reprise du service des appareils haute tension ;

— des pompes de secours assurant le maintien de la pression dans les câbles oléostatiques (et donc le maintien de la tenue diélectrique de ces derniers).

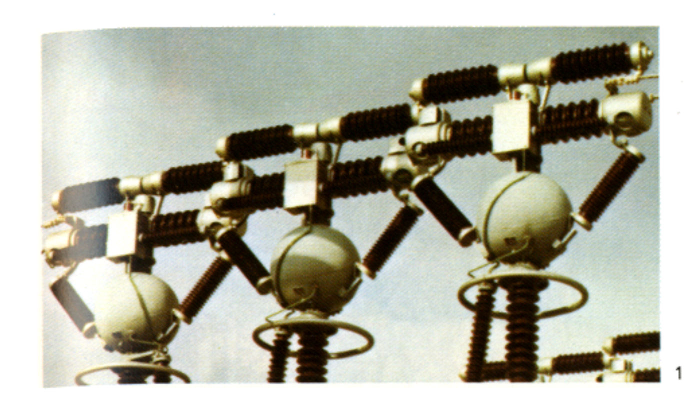
Les services auxiliaires à courant continu, fonctionnant sous la tension de 48 V, sont réservés, quant à eux, à l'alimentation des équipements de télécommunications (ce terme ayant son sens le plus général).

En général, la batterie à laquelle sont raccordés les services auxiliaires est une batterie au plomb ; elle comporte cinquante huit éléments (2 V × 58 = 116 V). Les relais et équipements qu'elle alimente sont conçus pour fonctionner entre 110 et 135 volts. Un dispositif de charge, continuellement relié à la batterie, est réglé de manière à appliquer une tension de 2,17 volts par élément (charge dite de « *floating* »), soit 127 volts pour l'ensemble. Ce régime de charge permet de disposer à tout moment d'une batterie ayant sa pleine capacité. Lorsque tous les éléments n'ont pas la même charge, il est possible de retenir un régime de charge dit « d'égalisation » ; la batterie est soumise à une tension de 130,5 V (2,25 V par élément).

Le courant absorbé par les équipements à courant continu n'est pas constant ; il augmente avec les manœuvres réalisées avec le matériel haute tension.

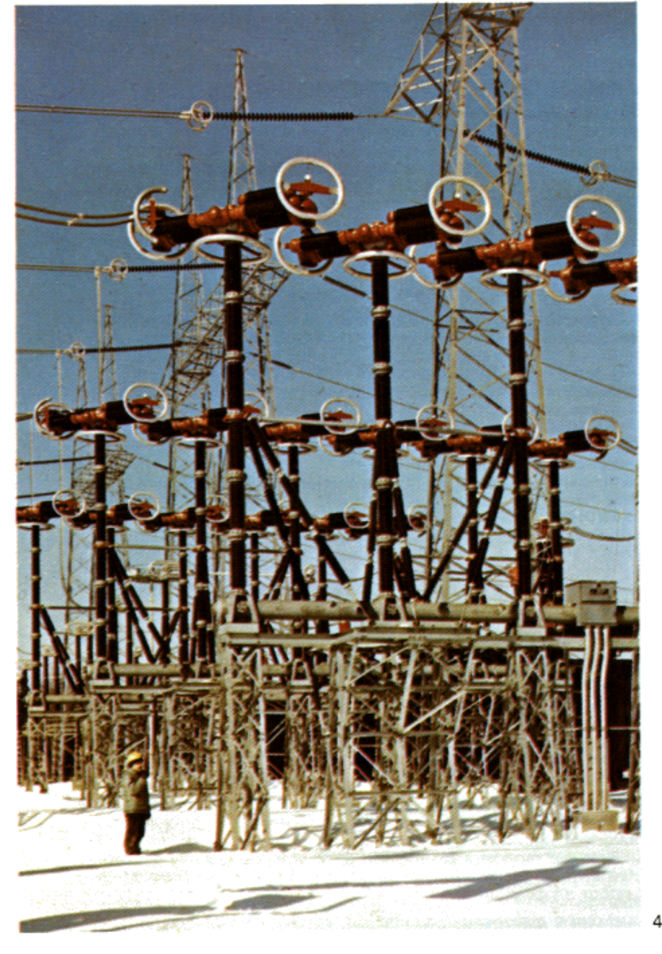
En cas de panne du redresseur, pendant le temps nécessaire au remplacement de l'appareil défaillant, la batterie fournit le courant permanent I_c absorbé par les équipements à courant continu en l'absence de toute manœuvre. Cette même batterie est également prévue pour pouvoir débiter, en plus du courant précédent, le courant de pointe I_p correspondant à la manœuvre de trois disjoncteurs ou

Disjoncteurs haute tension


1


3

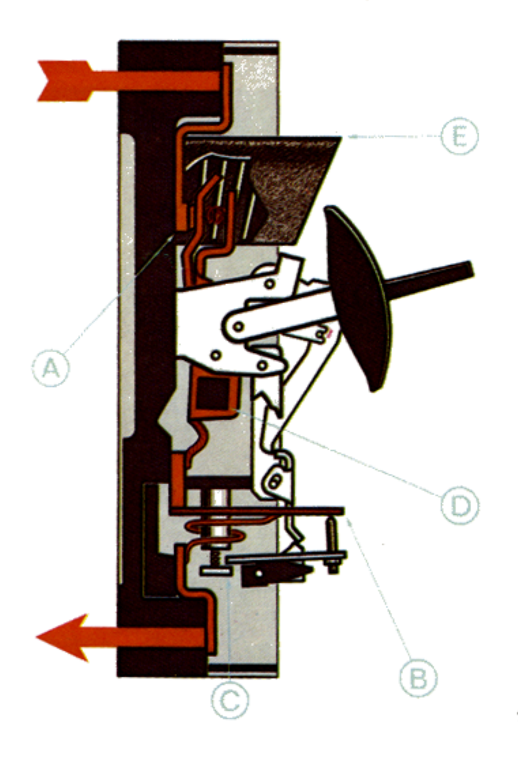

2


4

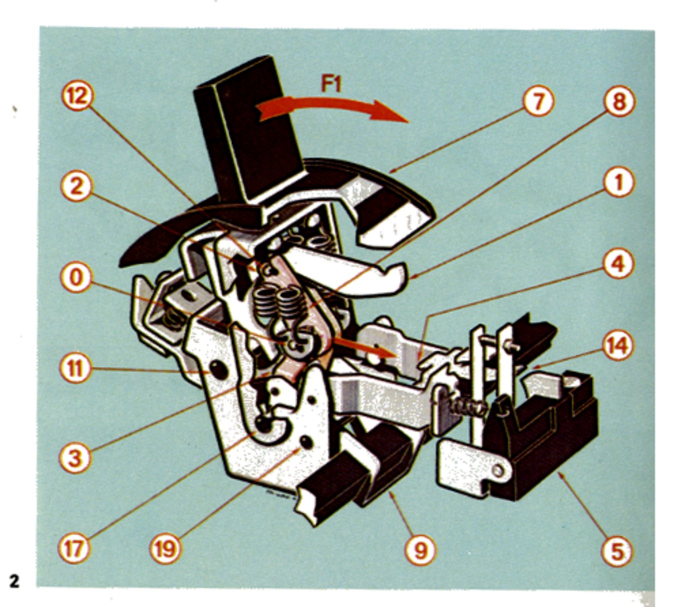
1. *É.D.F., station d'essais des Renardières.* Disjoncteurs à air comprimé, 420 kV, dans la sphère métallique est la réserve d'air comprimé propre à l'appareil. **2.** *É.D.F., poste de Villarodin.* Disjoncteurs « Orthojecteur », 420 kV, à petit volume d'huile ; à la partie inférieure se trouvent les coffrets contenant les circuits de commande et de signalisation. **3.** *Office d'électricité du Liban, poste de Jahmour.* Disjoncteurs à air comprimé 150 kV. **4.** *Canada, poste de Manicouagan.* Disjoncteurs à air comprimé, 735 kV.

Photos : Merlin-Gérin (1, 3), Delle-Alsthom (2, 4).

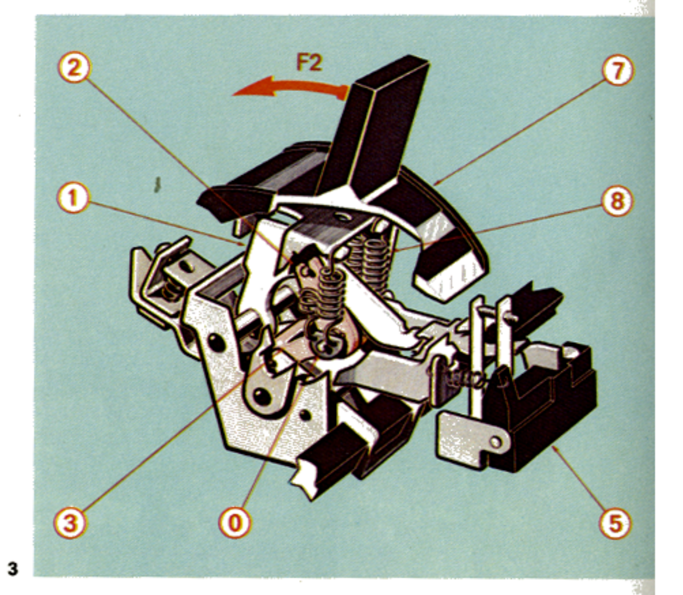
Disjoncteur Compact W à coupure sèche



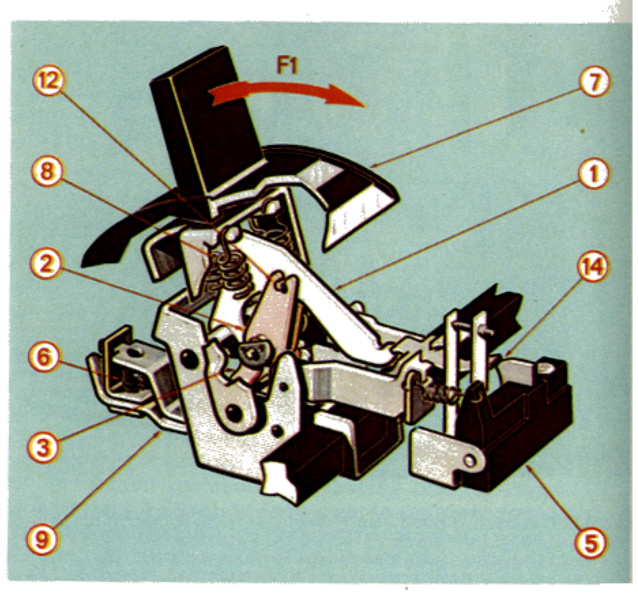
1



2



3



4

— Calibres : 63 - 100 - 160 - 250 - 320 - 400 A
— Intensité du courant nominal : réglable entre 10 A et 400 A.
— Tension nominale : 500 V.
— Nombre de pôles : un, deux, trois ou quatre.
— Pouvoir de coupure : 800 A à 17 500 A (selon le réglage).

Description

(Fig. 1). Les éléments constitutifs du disjoncteur sont placés dans un boîtier en matière plastique. Les pôles (A) sont associés à des chambres de coupure (E). Le déclencheur à maximum de courant comprend une bilame (B) et un relais magnétoélectrique (C). Les contacts mobiles des pôles sont montés sur un barreau (D) actionné par un mécanisme commandé au moyen d'une poignée faisant saillie à l'avant du boîtier. Les grandes vitesses d'ouverture et de fermeture sont obtenues par un même jeu de ressorts.

Fonctionnement

Armement (fig. 2). Le mécanisme est représenté dans la position occupée après une ouverture automatique (mécanisme désarmé). La poignée de commande (7) peut pivoter autour de l'axe (17) tandis que l'équipage mobile (9), qui porte les contacts, pivote autour de l'axe (19). Le levier d'armement (1) tourillonnant lui-même autour de l'axe (11) est lié à l'équipage mobile par l'intermédiaire de la genouillère composée de deux bielles (2 et 3). L'axe (0), commun à ces deux bielles, est relié à la poignée de manœuvre (7) par le jeu de ressorts.
L'armement est obtenu en faisant pivoter la poignée dans le sens de la flèche F_1. Le levier d'armement (1) permet de repousser l'axe (0) au moyen de la bielle (2). Les ressorts (8) sont tendus et ils sont maintenus dans cette position pendant l'accrochage du levier d'armement (1). Celui-ci se place sous le verrou pivotant (4) immobilisé (en 14) par le barreau de déclenchement du relais (5).

Fermeture (fig. 3). La fermeture est obtenue en exerçant un effort sur la poignée dans le sens de la flèche F_2. Durant cette manœuvre, le levier d'armement (1) reste bloqué et les ressorts (8) continuent de se tendre en tournant autour de l'axe 0 jusqu'à ce que la force qu'ils exercent ait la même direction que celle due à la bielle (2). L'équilibre est instable. La poignée vient ensuite en butée en entraînant encore les ressorts (8). Ceux-ci déplacent l'axe 0 et par là-même la bielle (3) ce qui provoque la fermeture brusque du disjoncteur indépendamment de la manœuvre de la poignée.

Ouverture manuelle (fig. 4). Le disjoncteur étant fermé, il faut exercer un effort dans le sens de la flèche F_1 pour obtenir l'ouverture manuelle. La direction de la force des ressorts (8) s'inverse par rapport à sa position en 2 et la genouillère est rappelée dans la position 2. Il y a ouverture brusque du disjoncteur et retour en position armé.

Ouverture automatique. Elle est commandée par la rotation du barreau de déclenchement (5) en cas d'intervention des déclencheurs magnétothermiques. L'accrochage (14) est supprimé, le levier d'armement (1) pivote en entraînant l'axe (12) ce qui a pour effet d'inverser les directions des bielles (2) et (3). L'équipage mobile (9) bascule alors ; les ressorts (6) et (8) provoquent l'ouverture du disjoncteur.

Document : Merlin - Gérin

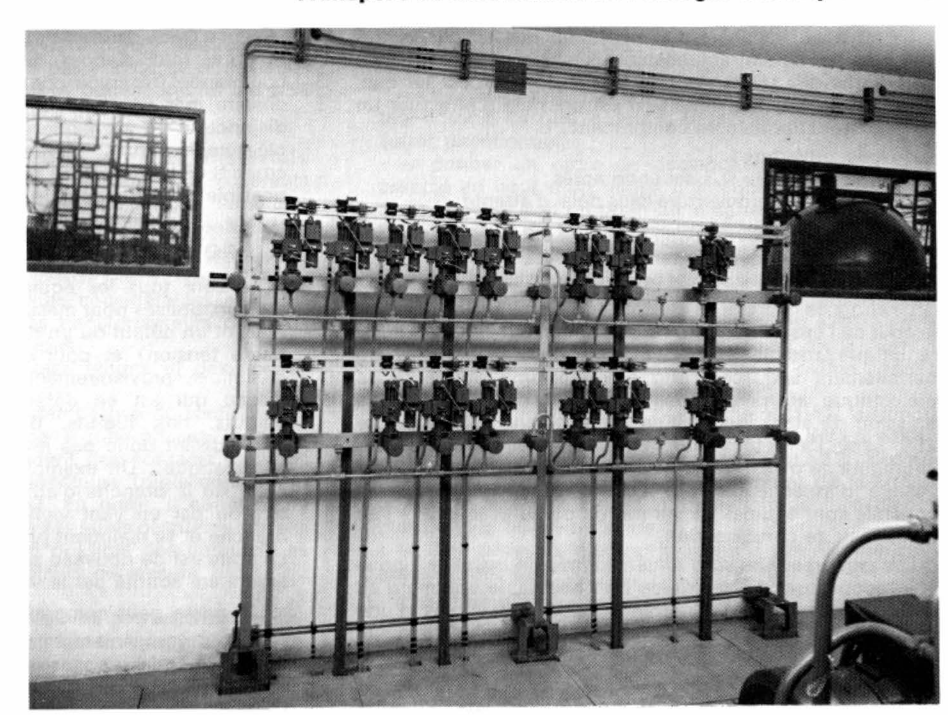


Tableau de distribution d'air comprimé dans un poste d'interconnexion (*É.D.F.*)

d'un régleur en charge (la durée présumée de la manœuvre est de dix secondes).

D'autre part, pour tenir compte d'une possibilité de défaillance du groupe électrogène au moment d'un arrêt accidentel de la haute tension, la capacité de la batterie est choisie de façon à pouvoir obtenir, pendant un temps T' (durée présumée de la panne), le courant I'_c nécessaire aux équipements à courant continu (en l'absence de toute manœuvre) et aux nouveaux équipements raccordés (pompes pour câbles oléostatiques, par exemple) ainsi que le courant de pointe I_p (pendant 10 s, comme dans le cas précédent).

La distribution aux différents ensembles (équipements à basse tension ayant un but commun) est faite en antenne à partir de la batterie.

Une tranche propre à une travée regroupe toutes les protections et tous les automates permettant de l'exploiter. Une tranche, dite générale, est affectée en particulier à la surveillance de position des disjoncteurs basse tension des antennes précédentes.

L'utilisation d'une antenne pour chaque ensemble tend à se généraliser en France car elle présente de nombreux avantages. En effet, elle est plus économique que la disposition en boucle utilisée jusqu'alors et elle diminue le nombre de disjoncteurs basse tension en cascade. La sélectivité de déclenchement de l'ensemble se trouve ainsi améliorée. La sécurité d'alimentation d'une tranche ne pose aucun problème, le risque de panne en basse tension n'étant pas supérieur au risque de panne en haute tension.

7.2. Services auxiliaires à courant alternatif. — En temps normal, l'énergie demandée par les services auxiliaires à courant alternatif est prélevée sur le réseau lui-même (deux sources distinctes). Suivant la nature du poste, les deux sources d'alimentation sont constituées par :

— deux transformateurs 20 kV/B.T. alimentés par les tertiaires d'autotransformateurs 380/225 kV ;

— deux transformateurs M.T./B.T. alimentés par les tertiaires de transformateurs 225/90 kV ou 225/63 kV ;

— deux transformateurs 20 kV/B.T. alimentés par les secondaires des transformateurs 225/20 kV ;

— éventuellement deux transformateurs M.T./B.T. alimentés par le réseau local à moyenne tension ou installés sur les secondaires des transformateurs 90 ou 63 kV/M.T. alimentant le réseau à moyenne tension.

En règle générale, l'appareillage auxiliaire des transformateurs de puissance est raccordé à un transformateur « biberon » propre à chaque unité.

Les transformateurs d'auxiliaires sont de conception différente suivant que le risque d'un court-circuit entre phases est accepté ou non. En général, les enroulements tertiaires des transformateurs de puissance ne sont pas conçus pour résister aux conséquences de courts-circuits entre phases ; les transformateurs d'auxiliaires comportent un cloisonnement métallique (tant externe qu'interne) et leur impédance est suffisante pour que le courant de court-circuit soit limité à 200 ou 300 ampères dans le tertiaire.

Les services auxiliaires à courant alternatif secourus par un groupe électrogène sont ceux dont l'interruption peut entraîner, à plus ou moins brève échéance, un mauvais fonctionnement des matériels haute tension ; ils sont réservés à l'alimentation :

— des compresseurs (postes équipés de disjoncteurs à air comprimé) ou des pompes oléopneumatiques (postes équipés de disjoncteurs à huile) ;

— des moteurs de sectionneurs ;

— des pompes assurant normalement le maintien de la pression dans les câbles oléostatiques ;

— des dispositifs de charge des batteries à 127 V et à 48 V ;

— de l'éclairage de secours.

Le groupe électrogène comprend essentiellement : un moteur Diesel à quatre temps, un alternateur triphasé 380/220 V auto-excité et une armoire de commande Le groupe est à l'arrêt lorsque les barres des services auxiliaires secourus sont alimentées par un transformateur auxiliaire. La moindre anomalie dans le niveau de tension et, a fortiori, la moindre absence de tension, se traduit par un démarrage du groupe si la perturbation dure plus de deux secondes. Ce démarrage est effectué à l'aide d'un démarreur électrique alimenté par une batterie au plomb de 24 V. Lorsque la vitesse et la tension de l'alternateur ont des valeurs suffisantes, le groupe est automatiquement relié aux barres convenables. L'opération demande un temps compris entre six et dix secondes.

7.3. Services auxiliaires à air comprimé. — Pour l'air comprimé assurant la tenue diélectrique et le fonctionnement mécanique des disjoncteurs, la sécurité de l'alimentation est obtenue : dans un premier temps, par la réserve propre à chaque appareil, ensuite, par la réserve générale à haute pression du poste et, en dernier ressort, par la station de compression, elle-même alimentée par une source de courant secourue, comme nous l'avons vu plus haut.

La pression nominale d'alimentation des disjoncteurs à air comprimé atteint actuellement 27 bars (27.10^5 N/m²). Le volume des réservoirs de chaque appareil est tel que, sans réserve supplémentaire, il est possible d'effectuer un cycle de fonctionnement comprenant :

— une ouverture ;
— une fermeture 0,3 seconde après ;
— une nouvelle ouverture sans délai d'attente.

Le cycle le plus sévère, rencontré en exploitation, correspond à deux manques de tension successifs entre lesquels tous les disjoncteurs ont été refermés.

Le choix de la pression de stockage est lié à deux critères : le coût de l'ensemble compresseur-réservoirs doit être aussi réduit que possible et l'air, délivré aux disjoncteurs, doit être parfaitement sec (cela afin d'assurer une bonne tenue diélectrique au niveau des chambres de coupure). La pression de stockage retenue actuellement peut atteindre 250 bars. La détente de cet air permet de condenser l'humidité au niveau de la réserve générale et donc d'éviter l'usage d'assécheurs d'air. Les éléments de la réserve générale sont équipés de vannes de purge évacuant, à l'air libre, l'eau de condensation.

Les compresseurs sont dimensionnés de manière à pouvoir reconstituer, en moins de huit heures, le volume d'air correspondant à l'incident précédent et, en moins d'une heure, le volume d'air correspondant à trois déclenchements (on suppose que trois déclenchements peuvent survenir pendant une heure d'orage).

Le débit du compresseur est fonction du nombre de disjoncteurs, des consommations d'air à l'ouverture et à la fermeture, des fuites permanentes et du volume d'air destiné au « balayage » des chambres de coupure (un filet d'air permanent s'oppose, en effet, à toute condensation au niveau des chambres et, par suite, diminue le risque d'amorçage).

En outre, l'expérience montre qu'il est souhaitable d'éviter un fonctionnement de plus de six heures par jour pour le même compresseur (en l'absence de toute manœuvre des disjoncteurs).

Les circuits de distribution d'air comprimé sont disposés comme les circuits à courant continu. Les réserves générales sont regroupées à proximité des compresseurs, la desserte des disjoncteurs se faisant en antenne à partir d'un tableau comprenant, en particulier, les organes de détente et d'asservissement. Le schéma est constitué de manière telle que l'alimentation de la réserve générale soit toujours assurée, même lors de l'entretien ou de l'avarie d'un compresseur.

Les commandes oléopneumatiques des disjoncteurs à huile assurent, en général, le fonctionnement mécanique correspondant à l'enclenchement (le déclenchement se faisant à l'aide de ressorts). La sécurité de l'alimentation est obtenue tout d'abord, par la réserve propre à chaque commande (réservoir contenant de l'azote sous pression), ensuite, par une pompe oléopneumatique liée à chaque disjoncteur ou à chaque pôle suivant le cas. Les pompes oléopneumatiques sont alimentées par une source de courant secourue. Dans des cas exceptionnels, il est aussi possible d'avoir recours à un regonflage manuel.

8. PROTECTIONS

Ce sont tous les équipements fonctionnant en basse tension, utilisés pour mesurer différentes grandeurs (caractérisant un défaut ou un régime anormal dans les circuits à haute tension) et pour engendrer des ordres permettant d'éliminer, provisoirement ou définitivement, la zone du réseau qui est en défaut (provisoirement car certains défauts, dits fugitifs, disparaissent après coupure et n'interdisent donc pas les tentatives de réenclenchement automatique). Un exemple fréquent de défaut fugitif est celui de la branche d'arbre projetée sur une ligne haute tension par un vent violent ; l'arc de défaut volatilise la branche et se maintient jusqu'à ouverture des disjoncteurs. La ligne est de nouveau saine lorsque le plasma ionisé par l'arc a été soufflé par le vent.

Un poste peut comprendre :

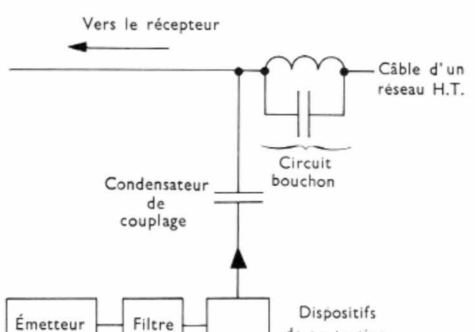
— des équipements de protection principale (protections des lignes et canalisations souterraines) ;
— des équipements de protection complémentaire (assurant les mesures qui ne sont pas réalisées au moyen des équipements précédents) ;
— des équipements de protection de jeux de barres et des équipements de débouclage du réseau ;
— des équipements de protection propres à un matériel déterminé (relais Buccholz pour les transformateurs) ;
— des équipements de protection de surcharge (report sur une ligne en cas de charge trop importante à la suite d'un déclenchement sur une ligne voisine) ;
— des équipements de délestage. Basés sur la mesure de la fréquence du réseau (elle décroît quand la charge augmente), ces équipements permettent de compenser un manque accidentel global de production en éliminant provisoirement les zones consommatrices non prioritaires.

Diverses qualités sont demandées à un équipement de protection et notamment :

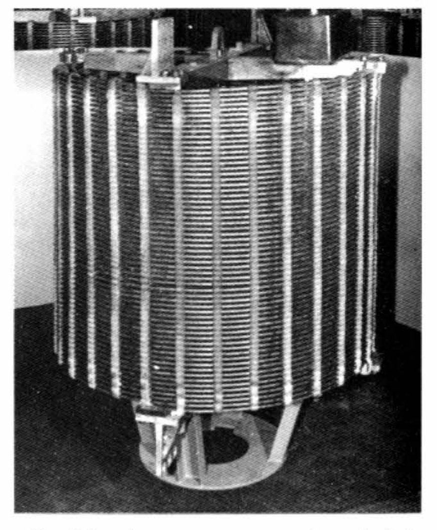
— La *rapidité :* le réseau est d'autant moins perturbé que l'ordre d'élimination de la zone de défaut est donné et exécuté plus rapidement.
— La *sélectivité :* seule la zone de défaut doit être éliminée à l'exclusion de toute autre zone.
— La *fiabilité :* l'équipement doit fonctionner à tout coup lors d'un défaut correspondant à sa fonction (c'est-

Utilisation de lignes H.T. pour des télétransmissions

Les câbles des réseaux H.T. sont utilisés pour transmettre des signaux correspondant à des résultats de mesure ou à des commandes (pour la surveillance et la protection d'usines productrices d'énergie), ainsi que pour les communications entre usines. Comme en télécommunications, les signaux à transmettre modulent un courant de fréquence élevé (elle est comprise entre 40 et 500 kHz) et le signal modulé est envoyé d'un émetteur vers un récepteur en empruntant les câbles du réseau. La liaison entre l'équipement de télécommunications et le réseau est faite à l'aide d'un condensateur de couplage et de dispositifs de protection (V. schéma ci-contre).



Pour que le signal ne soit envoyé que vers le récepteur il a été nécessaire de placer un circuit-bouchon en série avec le conducteur ne devant pas être traversé par le signal modulé. Ce circuit présente une impédance faible à la fréquence de 50 Hz (l'inductance de la bobine est comprise souvent entre 1 et 2 mH) et son influence peut être négligée pour le courant industriel ; au contraire le signal modulé ne peut pratiquement pas traverser ce dispositif car, pour les fréquences des composantes du signal modulé, il est assimilable à une très grande impédance.



Circuit-bouchon pour un courant nominal de 2 000 A (courant de crête : 100 000 A) (*Danner-Haefely*)

à-dire à la zone et au type de défaut pour lesquels il est conçu). En revanche, il ne doit pas y avoir de déclenchement intempestif pour un défaut ne correspondant pas à sa fonction et, a fortiori, en l'absence de défaut.

8.1. Influence des défauts sur les matériels haute tension et sur les dispositions. — Les défauts survenant sur les circuits haute tension, à l'intérieur comme à l'extérieur du poste d'interconnexion, entraînent :

— des échauffements complémentaires (de type adiabatique) ;

— des efforts électromécaniques considérables, en particulier sur les enroulements des transformateurs de puissance et sur les circuits-bouchons ;

— des balancements de câbles tendus et des risques d'amorçage secondaires ;

— des risques d'ouverture intempestive de sectionneurs dans les dispositions du type « grille-phases mixtes ». Ils imposent un entretien fréquent des contacts dans les chambres de coupure des disjoncteurs (règle concernant le cumul des ampères coupés). En outre, il convient de préciser que l'arc de puissance a des effets destructeurs dans sa zone d'action (volatilisation possible des conducteurs concernés, explosion de réducteurs de mesure, etc.).

8.2. Protections principales et protections complémentaires. — Chaque ligne de transport d'énergie comporte, en principe, au moins deux équipements de protection indépendants à chaque extrémité. Le premier équipement, dit *équipement de protection principal*, répond au critère de sélectivité mentionné plus haut. Le second équipement, dit *équipement de protection de secours*, fonctionne plus lentement que le premier et il n'est pas toujours sélectif. Il a pour but de remédier aux défaillances des protections principales de la ligne ou des lignes voisines (si le système de protection est en panne ou est insensible au type de défaut) et de suppléer les protections principales pendant l'entretien de ces dernières.

Les protections principales équipant le réseau français sont des protections de distance à stades (avec ou sans accélération de stade). Les équipements sont sensibles à la présence d'un court-circuit dans une partie bien déterminée du réseau.

La détection du défaut ne peut être faite d'une manière autonome qu'à partir des courants et des tensions mesurées au niveau du départ concerné. La mesure de l'impédance $Z = \frac{U_{\text{eff}}}{I_{\text{eff}}}$ pourrait être un critère de distance suffisant si l'impédance du tronçon situé entre l'équipement et le défaut était parfaitement connue. Ce n'est malheureusement pas le cas du fait de l'imprécision des réducteurs de mesure. En supposant l'équipement réglé pour une valeur de l'impédance correspondant exactement à la longueur de la ligne, le risque serait grand de voir celle-ci éliminée pour un défaut situé immédiatement au-delà de cette longueur, sur une autre ligne, par exemple. Il est donc nécessaire de prévoir un dispositif annexe destiné à assurer la sélectivité de l'équipement ; ce dispositif, dit de changement de stade, présente une caractéristique en gradins (fig. XII-23)

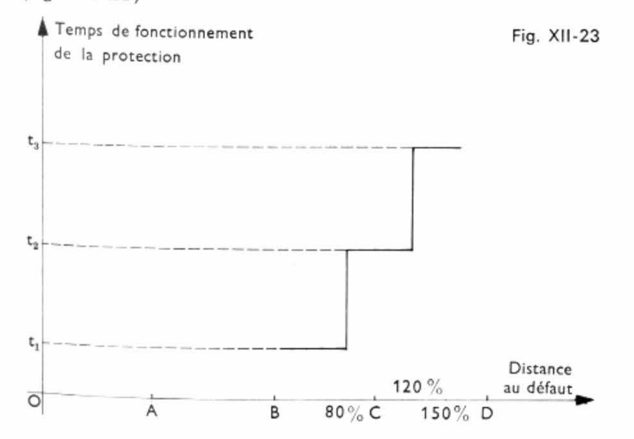


Fig. XII-23

L'équipement de protection installé dans le poste *B*, sur le départ *BC*, est conçu pour :

— ne pas donner d'ordre de déclenchement au disjoncteur associé lorsque le défaut se produit sur le tronçon *AB* (effet directionnel) ;

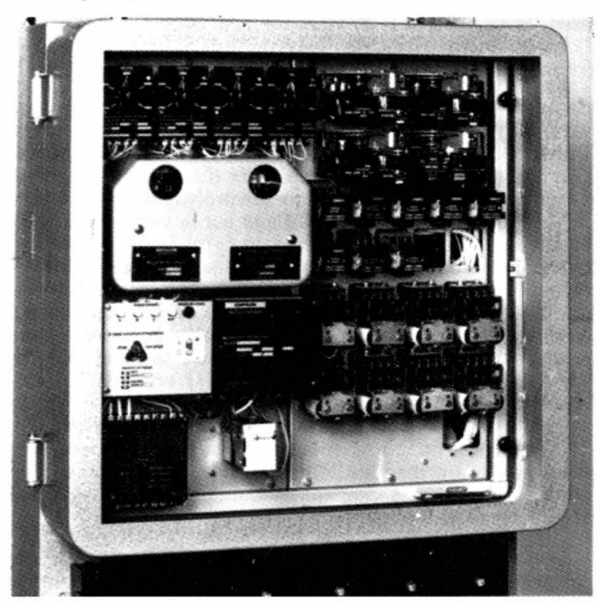
— donner un ordre de déclenchement au disjoncteur associé au bout d'un temps t_1 lorsque le défaut est situé entre le poste *B* et un point de la ligne *BC* correspondant à 80 % environ de la longueur de celle-ci (déclenchement dit de premier stade) ;

— donner un ordre de déclenchement au disjoncteur associé au bout d'un temps t_2 lorsque le défaut est situé entre un point de la ligne *BC* correspondant à 80 % environ de la longueur de celle-ci et un point de la ligne *CD* correspondant à 120 % environ de la même longueur (déclenchement dit de second stade) ;

— donner un ordre de déclenchement au disjoncteur associé au bout d'un temps t_3 lorsque le défaut est situé entre un point de la ligne *CD* correspondant à 120 % environ de la longueur de la ligne *BC* et un point de la ligne *CD* correspondant à 150 % de la même longueur (déclenchement dit de troisième stade) ;

— être désarmé lorsque le défaut a été éliminé par un autre disjoncteur.

Cet ensemble de propriétés rend l'équipement sélectif. En effet, les protections de distance encadrant immédiatement un tronçon en défaut, ont au moins un stade d'avance sur les autres protections de distances orientées vers le défaut. Le temps de fonctionnement des disjoncteurs est tel que le défaut est éliminé avant la fin des seconds stades et, a fortiori, des troisièmes stades. Les protections de distance ne concernant pas le tronçon en défaut sont désarmées. Précisons que l'impédance mesurée est l'impédance directe de la ligne, car c'est la seule caractéristique de la ligne qui se conserve quel que soit le type de défaut.



Relais RXAP 6 000 (*Compteurs Schlumberger*)

Les relais de distance (trois par équipement) sont raccordés différemment suivant la nature du court-circuit. En l'absence de défaut ou si ce défaut n'affecte pas la terre, chaque relais est branché entre phases en ce qui concerne son enroulement-tension et de manière à être parcouru par la différence des courants correspondants en ce qui concerne son enroulement-courant. Dans le cas contraire, un dispositif automatique assure la commutation, d'une part des enroulements-tension des relais de façon qu'ils soient alimentés entre phases et neutre, d'autre part des enroulements-courant de façon qu'ils soient parcourus par un courant égal au courant dans la phase considérée, augmenté d'une quantité proportionnelle à la somme des trois courants en ligne et au coefficient des impédances de terre de cette ligne.

CHAPITRE XIII

PROTECTION DES TRAVAILLEURS ET DES USAGERS CONTRE LES ACCIDENTS D'ORIGINE ÉLECTRIQUE

Dans tous les pays industrialisés, la consommation de l'électricité croît et les progrès techniques, la vulgarisation des appareils électrodomestiques, la radio, la télévision, sont la cause d'une demande sans cesse accrue d'énergie électrique. En France, pour suivre cette évolution de la demande d'énergie électrique, les réseaux triphasés de distribution pour usagers sont progressivement alimentés sous les tensions de 220/380 V au lieu de 127/220 V. La puissance qui peut être demandée aux réseaux de distritution B.T. existants est ainsi multipliée par $\sqrt{3}$ sans augmenter la section des conducteurs (V. chap. 1). Cependant, l'augmentation du nombre et de l'importance des utilisateurs et l'augmentation du niveau des tensions, conduisent à une progression des risques d'accidents mortels, surtout en B.T. C'est pour cette raison que les professionnels respectent scrupuleusement les règlements concernant l'installation, l'entretien, la maintenance, l'utilisation et la vérification des équipements, c'est-à-dire recherchent d'une manière de plus en plus stricte et efficace la sécurité des usagers. De nombreuses prescriptions (notamment le décret du 14 novembre 1962) ont été édictées à cet effet et pour toutes opérations concernant la construction, l'installation et l'utilisation, il y a lieu de se conformer à ces différents textes réglementaires.

1. TENSIONS ET COURANTS DANGEREUX

De nombreuses recherches sur les effets physiologiques des courants montrent qu'il est difficile de préciser les limites des tensions dangereuses. Ces limites dépendent de la durée du contact, du type de courant (continu ou alternatif) et de l'intensité du courant qui traverse le corps. Dans le cas d'un contact prolongé, les effets du courant continu sont plus graves que ceux du courant alternatif. Le courant continu produit une électrolyse dans les tissus, tandis que le courant alternatif agit sur le système nerveux et sur les muscles. L'impédance du corps humain peut être considérée comme la résultante d'une impédance superficielle due à la peau et d'une impédance interne correspondant au circuit emprunté par le courant électrique qui traverse le corps humain. Le contact plus ou moins franc joue un grand rôle car la résistance de la peau est très variable ; elle peut atteindre 100 000 Ω entre mains calleuses mais elle peut avoir des valeurs très faibles quand la peau n'a qu'une faible épaisseur ou quand elle est humide. La résistance du corps humain, prise entre un membre supérieur et un membre inférieur, avec des électrodes de contact imprégnées de liquide conducteur est comprise entre 500 Ω et 1 000 Ω.

Les physiologues admettent qu'un courant alternatif, de fréquence 50 Hz, est dangereux lorsque son intensité efficace dépasse 0,025 A ; la tension dangereuse la plus basse est comprise entre 12 et 25 V. En courant continu, on admet que l'intensité maximale du courant tolérable est 0,050 A ; cela correspond à une tension comprise entre 25 et 50 V (selon la valeur de la résistance du corps humain, supposée comprise entre 500 Ω et 1 000 Ω). La résistance du corps humain plongé dans l'eau d'une baignoire pouvant être bien inférieure à 500 Ω, la tension dangereuse peut être bien plus faible que les valeurs indiquées ci-dessus.

2. EFFETS PHYSIOLOGIQUES DU COURANT ÉLECTRIQUE

On considère ici essentiellement le courant alternatif de fréquence 50 Hz. On distinguera l'*électrisation* qui est un choc électrique et l'*électrocution* qui est un accident mortel provoqué par l'électricité.

2.1. Seuil de perception du courant électrique. — Au-dessous d'une certaine intensité, le courant peut passer à travers le corps humain sans être ressenti. Le seuil de perception dépend de la densité de courant à travers le corps. En plaçant une électrode cylindrique d'environ 3 cm de diamètre dans chaque main d'un sujet, on a vérifié que le seuil de perception se situe entre 1 et 3 mA. Bien que la sensation puisse être désagréable, le courant n'est pas dangereux dans ce cas. L'augmentation de l'intensité du courant se traduit par une série d'effets physiologiques très différenciés.

2.2. Tétanisation des muscles. — À partir de 7 à 8 mA, les muscles des membres se contractent. Lorsque l'intensité du courant est comprise entre 10 et 15 mA, la crispation de la main sur les objets saisis est telle qu'il n'est plus possible de lâcher prise ; cette tétanisation peut s'étendre aux bras et aux jambes. Toutefois, dans certains cas, cette contraction musculaire provoque l'effet inverse : la personne lâche le conducteur et il peut alors en résulter des accidents par chute.

Ces courants qui empêchent le contrôle volontaire des muscles agissant sur le squelette sont dangereux : leur trajet dans le corps peut comprendre les muscles respiratoires et il peut se produire un arrêt de la respiration pendant le choc. La prolongation de ces courants pendant quelques minutes entraîne la mort par asphyxie. Avec des courants d'intensité supérieure à 25 mA, le blocage de la cage thoracique entraîne celui du muscle cardiaque ; si l'arrêt de la circulation dure plus de six à huit minutes, les cellules nerveuses non irriguées sont détruites et c'est la mort.

2.3. Inhibition respiratoire. — Les phénomènes résultant d'une contraction musculaire forcée cessent à la rupture du contact : ils ne doivent pas être confondus avec l'inhibition respiratoire qui est l'effet exercé par le courant sur le centre nerveux respiratoire placé à la base du cerveau. Le blocage de la cage thoracique, conséquence de cette excitation nerveuse, se maintient souvent longtemps après la cessation du choc, et, dans ce cas, le danger de mort subsiste. La respiration artificielle doit être rapidement pratiquée afin de faire cesser cette inhibition des centres nerveux respiratoires qui peut entraîner l'arrêt fonctionnel du cœur et la mort.

2.4. Fibrillation du cœur. — L'action des courants sur les centres nerveux n'apparaît que lorsque les intensités sont assez grandes et que ces courants traversent la région bulbaire. Pour les contacts les plus fréquents, main-main ou mains-pieds, un autre phénomène intervient avant l'attaque du bulbe, c'est la fibrillation du cœur. Les fibres cardiaques se contractent de façon anarchique au lieu de battre au synchronisme et d'avoir un effet puissant de pompe foulante. Le volume ventriculaire ne varie plus que faiblement autour d'une valeur moyenne et le cœur s'arrête. Dans ces conditions, le cerveau, le bulbe et le cœur lui-même ne sont plus irrigués, et la mort intervient au bout de quelques minutes. Si la coupure du circuit électrique intervient rapidement, avant que le courant à travers le corps humain atteigne le seuil de 30 mA, le danger d'électrocution est peu probable ; cela explique le choix de ce seuil par les législateurs et les constructeurs pour l'établissement des relais différentiels agissant rapidement sur les organes de coupure de la zone incriminée (V. chap. 6).

3. PRÉVENTION DE L'ÉLECTROCUTION

Une personne peut être électrocutée lorsqu'elle entre en contact avec deux conducteurs actifs à des tensions

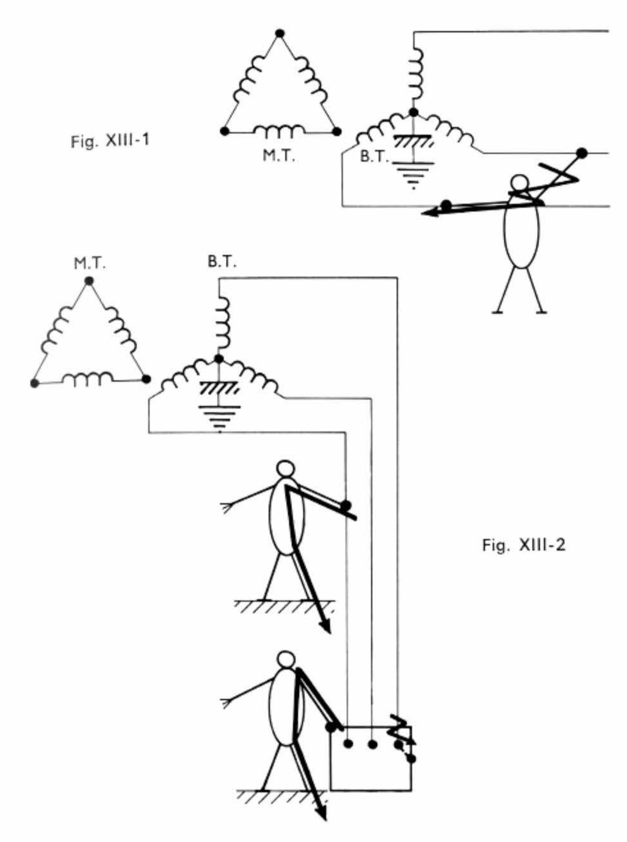


Fig. XIII-1

Fig. XIII-2

différentes (contact direct: fig. XIII-1), ou lorsqu'elle touche un conducteur actif, ou une masse métallique accidentellement sous tension alors qu'un autre point de son corps est en contact avec la terre (contact indirect: fig. XIII-2). Il peut aussi y avoir électrocution lorsqu'une décharge d'électricité statique traverse le corps humain (décharge d'origine industrielle ou atmosphérique).

Pour prévenir ces accidents on a cherché à rendre impossible ou inopérante toute liaison entre le corps humain et les organes normalement ou accidentellement sous tension :

— en rendant ces organes inaccessibles ;
— en isolant ces organes ;
— en isolant les personnes par rapport aux organes et par rapport à la terre ;
— en reliant les masses métalliques dangereuses à la terre ;
— en utilisant des T.B.T. (tensions de sécurité) ;
— en plaçant des dispositifs automatiques de déclenchement sur les circuits électriques.

Plusieurs de ces moyens peuvent être employés simultanément.

Les installations sont réparties en quatre classes et les ouvrages en trois catégories auxquelles correspondent des règles impératives de construction.

La très basse tension (T.B.T. ou tension de sécurité) doit être utilisée pour les jouets d'enfants, pour l'équipement des tentes ou baraques, pour les outils et appareils d'éclairage portatifs pouvant être employés à l'extérieur des locaux. La T.B.T. est obligatoire à certains emplacements particuliers : fosses de garages, chaudières, et dans les locaux à sols très conducteurs (ou imprégnés de liquides conducteurs) comme les laboratoires photographiques ou les fromageries. En classe B.T. on trouve les installations domestiques puisqu'elles sont alimentées sous 127 V, 220 V ou 380 V en alternatif. Ces tensions sont utilisables :

— en *locaux à sols secs et non conducteurs,* la protection normale étant obtenue par l'emploi de matériels et de canalisations normalisées ;
— en *locaux à sols conducteurs* (en ciment, par exemple) à la condition de réunir à la terre toutes les masses métalliques du bâtiment, les carcasses métalliques des machines et des outils.

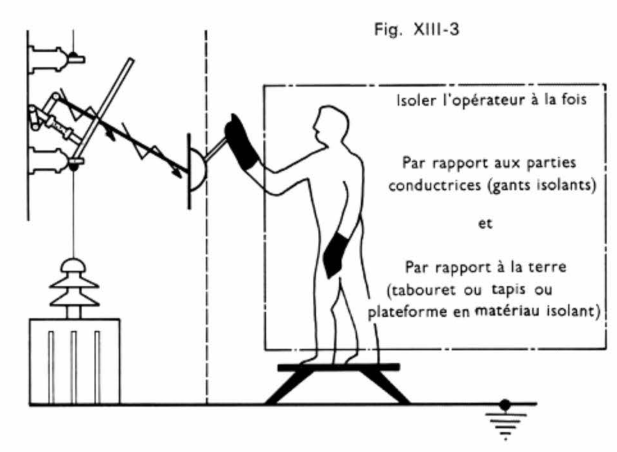
Dans le cas particulier des salles d'eau, on a été amené à définir trois zones (V. fig. VIII-26 et 27) :

— *une zone dite rouge* ou tout dispositif électrique est interdit ;
— *une zone dite orange* ou sont tolérés des appareils d'éclairage sous double isolation et des prises de courant avec transformateur de séparation.
— *une zone dite verte* ou sont autorisés les prises de courant avec contact à la terre, et les appareils sous double protection.

Les éléments conducteurs de la salle d'eau (tuyauteries, vidange, chauffage, huisseries métalliques, baignoire, etc.) doivent être reliés électriquement entre eux et cette liaison doit être raccordée à un conducteur de protection (terre ; V. fig. VIII-28).

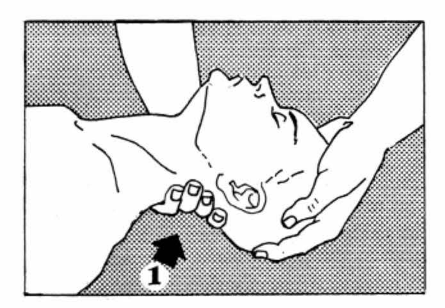
Dans les installations appartenant aux classes M.T. et H.T., les organes sous tension sont inaccessibles et les personnes chargées des manœuvres doivent opérer dans des conditions bien déterminées (emploi de gants isolants, de perches de manœuvre et de tabouret en matériaux isolants; fig XIII-3). De plus, de nombreux signaux sont utilisés pour prévenir tout accident.

Fig. XIII-3



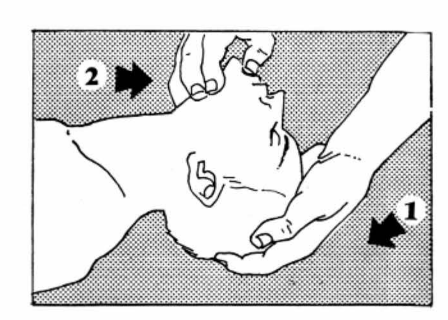
Décret du 14 novembre 1962	Installations électriques			
	Classe T.B.T.	Classe B.T.	Classe M.T.	Classe H.T.
	$U_{eff} < 50$ V en alternatif $U \leqslant 50$ V en continu	50 V $\leqslant U_{eff} \leqslant$ 430 V en alternatif 50 V $\leqslant U \leqslant$ 600 V en continu	430 V $\leqslant U_{eff} \leqslant$ 1100 V en alternatif 600 V $\leqslant U \leqslant$ 1600 V en continu	1 100 V $\leqslant U_{eff} \leqslant$ sans limitation en alternatif 1600 V $\leqslant U \leqslant$ sans limitation en continu

Arrêté du 30 avril 1958 et ses additifs	Classement des ouvrages		
	Première catégorie	Deuxième catégorie	Troisième catégorie
	$U_{eff} \leqslant$ 430 V en alternatif $U \leqslant$ 600 V en continu	430 V $\leqslant U_{eff} \leqslant$ 57 kV en alternatif 600 $\leqslant U \leqslant$ 57 kV en continu	U et $U_{eff} \geqslant$ 57 kV



1° Soulevez la nuque (flèche 1)

2° Renversez la tête en arrière le plus possible.
— une main appuie fortement sur le sommet de la tête (flèche 1);
— l'autre main tire sur le menton en avant (flèche 2); la peau du cou doit être tendue.







3° Placez votre bouche largement ouverte autour de la bouche de la victime (suivant le pointillé ci-contre), appuyez votre joue sur les narines pour que l'air ne sorte pas. Soufflez fort, la poitrine se soulève.



4° Enlevez la bouche sans bouger les mains: la poitrine s'affaisse. Recommencez à souffler une quinzaine de fois par minute.

Fig. XIII-4 — Méthode du bouche à bouche

4. MESURES À PRENDRE EN CAS D'ACCIDENT

En cas d'accident il convient de couper le courant (en M.T. utiliser les gants, le tabouret, la perche isolants) ou de soustraire l'accidenté à l'action du courant (éventuellement avant de couper le courant si c'est possible). Dans ce cas, il faut prendre des précautions pour sa propre sécurité: dans les locaux équipés (en M.T., par exemple) on trouve des perches à corps, en B.T. il faut prendre un objet isolant et sec (planche, serviette sèche, par exemple). Par ailleurs, il faut appeler immédiatement le médecin et les pompiers et commencer la respiration artificielle:

— méthode *Schafer*,
— méthode *Sylvester*,
— méthode du *bouche à bouche* (fig. XIII-4).

Dans tous les cas, si l'accidenté est conscient, il faut le rassurer sans le brusquer et l'allonger.

5. DANGER D'INCENDIE ET D'EXPLOSION

Il y a danger d'incendie ou d'explosion en cas de courts-circuits, de surcharges ou de mauvais contacts:

Un *court-circuit* peut être dû à un contact imprévu entre conducteurs (ne correspondant pas à la même phase) ou entre conducteur et masse. Il en résulte une augmentation brutale de l'intensité du courant, des échauffements importants et des arcs pouvant provoquer l'incendie ou l'explosion. L'emploi de coupe-circuit et de disjoncteurs permet de protéger les installations contre ces risques. Il y a *surcharge* lorsqu'un courant trop intense traverse des canalisations, des machines, des appareils mal choisis ou mal utilisés. Un échauffement anormal se produit et il peut provoquer une destruction plus ou moins rapide des isolants et par voie de conséquence l'incendie ou l'explosion. Le respect de la norme NF C 15-100 qui concerne le choix des canalisations et de l'appareillage de protection permet de les éviter. Un *mauvais contact*, souvent appelé à tort court-circuit, est une des plus graves et des plus fréquentes causes d'incendie. Souvent, il a pour origine un desserrage de contact; ce peut être aussi un contact mal choisi ou encore mal établi. L'oxydation des métaux en présence entraîne une augmentation de la résistance de contact et un échauffement. C'est pour cette raison que les raccords doivent être exécutés avec soin et que les installations sont vérifiées régulièrement.

6. DANGER DES CHARGES STATIQUES

Le frottement d'une courroie sur une poulie ou celui des hydrocarbures sur les parois d'un réservoir ou de canalisations, entraîne une électrisation (V. t. 1, Électricité, chap. 11). Des charges statiques peuvent s'accumuler sur le matériel. Il y a donc des risques d'électrocution pour le personnel (si celui-ci peut entrer en contact avec les parties chargées) et des dangers d'arcs (décharge vers la terre), d'explosion (dans les ambiances chargées de gaz inflammables) et d'incendie.

Les effets de la foudre et des décharges atmosphériques sont également à craindre pour les personnes et pour les installations électriques, particulièrement pour celles qui sont raccordées à un réseau aérien.

La protection est assurée en reliant à la terre (éventuellement à l'aide de frotteurs lorsqu'il s'agit de parties mobiles) tous les organes sur lesquels des charges électriques peuvent s'accumuler. Ainsi, ces charges sont éliminées et aucun élément de l'installation ne se trouve de ce fait porté à un potentiel dangereux.

Divers moyens sont également utilisés pour réaliser une protection efficace:

— Humidification de l'air (à 50 %) pour le rendre conducteur.

— Liaison des récipients métalliques et des canalisations entre eux et au sol lors des opérations de transvasement.

— Emploi d'un matériel spécial pour décharger les câbles avant travaux et mise à la terre des organes dangereux. Rappelons qu'en H.T., une simple décharge d'un câble armé ne peut être considérée comme suffisante car des charges résiduelles subsistent lorsqu'un câble a été soumis à un champ intense (hystérésis diélectrique, V. t. 1, Électricité, chap. 16). Pour cette raison, tous les conducteurs du câble sont réunis entre eux et mis à la terre pendant la durée des travaux.

— Utilisation de parafoudre pour protéger le matériel contre les décharges atmosphériques.

7. PROTECTION PAR MISE À LA TERRE

Les différences de potentiel entre des masses métalliques mises accidentellement sous tension et la terre sont souvent dangereuses.

7.1. Dispositifs de protection. — D'une manière générale, la protection consiste à réduire le plus possible la différence de potentiel entre la masse métallique (lorsque celle-ci est mise accidentellement sous tension) et la terre.

Pour cela, une boucle de faible impédance est réalisée en reliant la masse métallique et la terre (fig. XIII-5). De plus, l'installation est automatiquement mise hors service dès qu'un défaut d'isolement se produit. Cette mise hors-circuit se fait soit à l'aide d'un appareil à relais mesureur de résistance, soit grâce à un appareil à relais différentiel agissant directement sur le disjoncteur de tête d'installation ou de tête de tronçon (V. chap. 6).

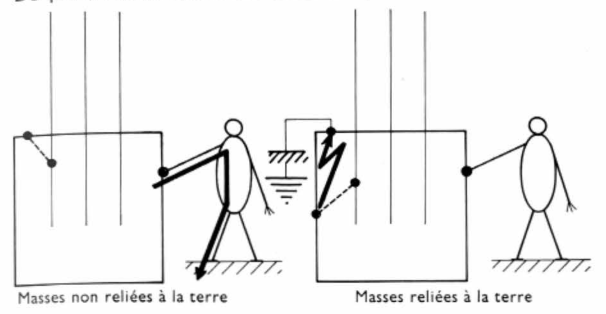


Fig. XIII-5

L'installation d'une protection par mise à la terre comporte donc essentiellement :

— un dispositif provoquant une coupure automatique ;
— une canalisation de liaison entre masses métalliques et prise de terre et entre les masses métalliques elles-mêmes ;
— une prise de terre.

L'ensemble est souvent appelé *mise à la terre* (fig. XIII-6 a, b, c, d). La liaison des masses avec la terre doit présenter la plus faible impédance possible (inférieure à 10 Ω) et elle doit être réalisée avec des matériaux très résistants à la corrosion.

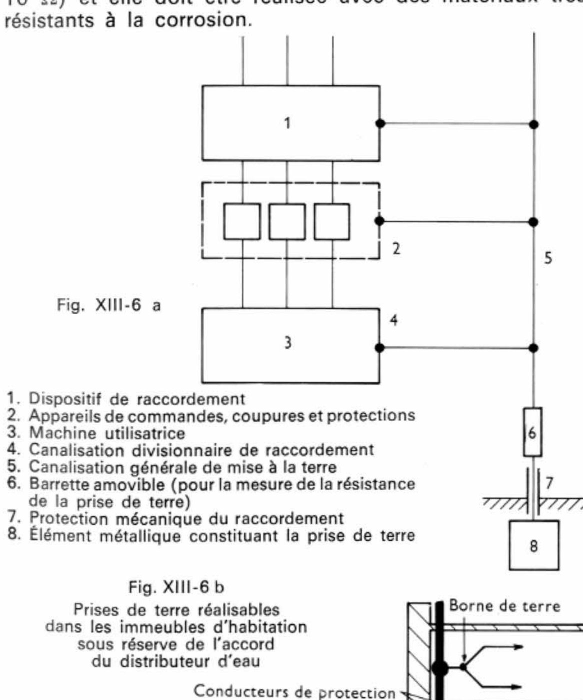


Fig. XIII-6 a

1. Dispositif de raccordement
2. Appareils de commandes, coupures et protections
3. Machine utilisatrice
4. Canalisation divisionnaire de raccordement
5. Canalisation générale de mise à la terre
6. Barrette amovible (pour la mesure de la résistance de la prise de terre)
7. Protection mécanique du raccordement
8. Élément métallique constituant la prise de terre

Fig. XIII-6 b
Prises de terre réalisables dans les immeubles d'habitation sous réserve de l'accord du distributeur d'eau

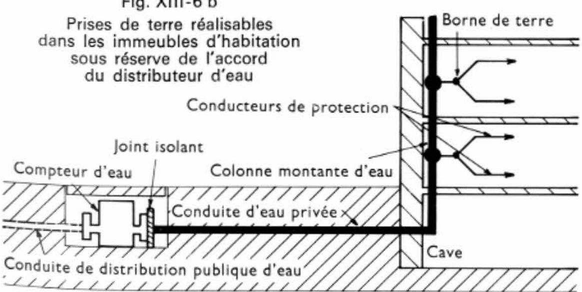
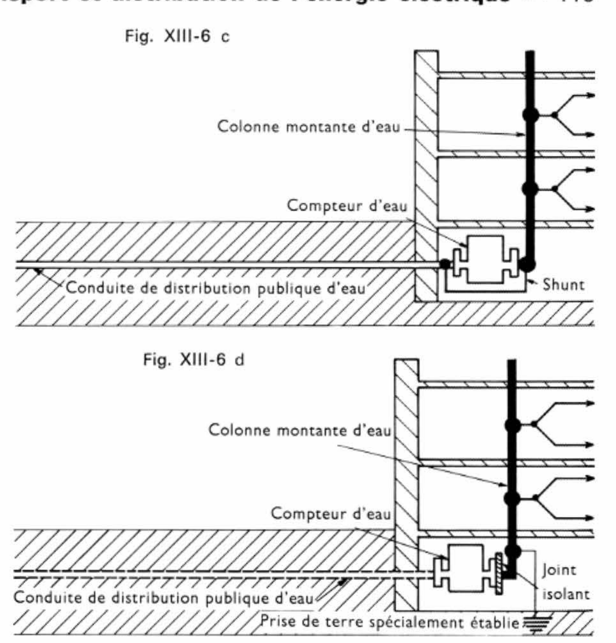


Fig. XIII-6 c

Fig. XIII-6 d



7.2. Constitution des prises de terre

Résistance de quelques prises de terre en ohms

Nature de la prise	Nature du sol	
	Caillouteux	Argileux
Plaque de cuivre : 700 × 700 × 1 mm	100 à 163	
Plaque de cuivre : 700 × 700 × 1 mm entourée de charbon de bois	154 à 264	10,6 à 16,6
Feuillard de cuivre : 2 × 25 mm longueur 20 m, entouré d'humus	25 à 61	3,2 à 5

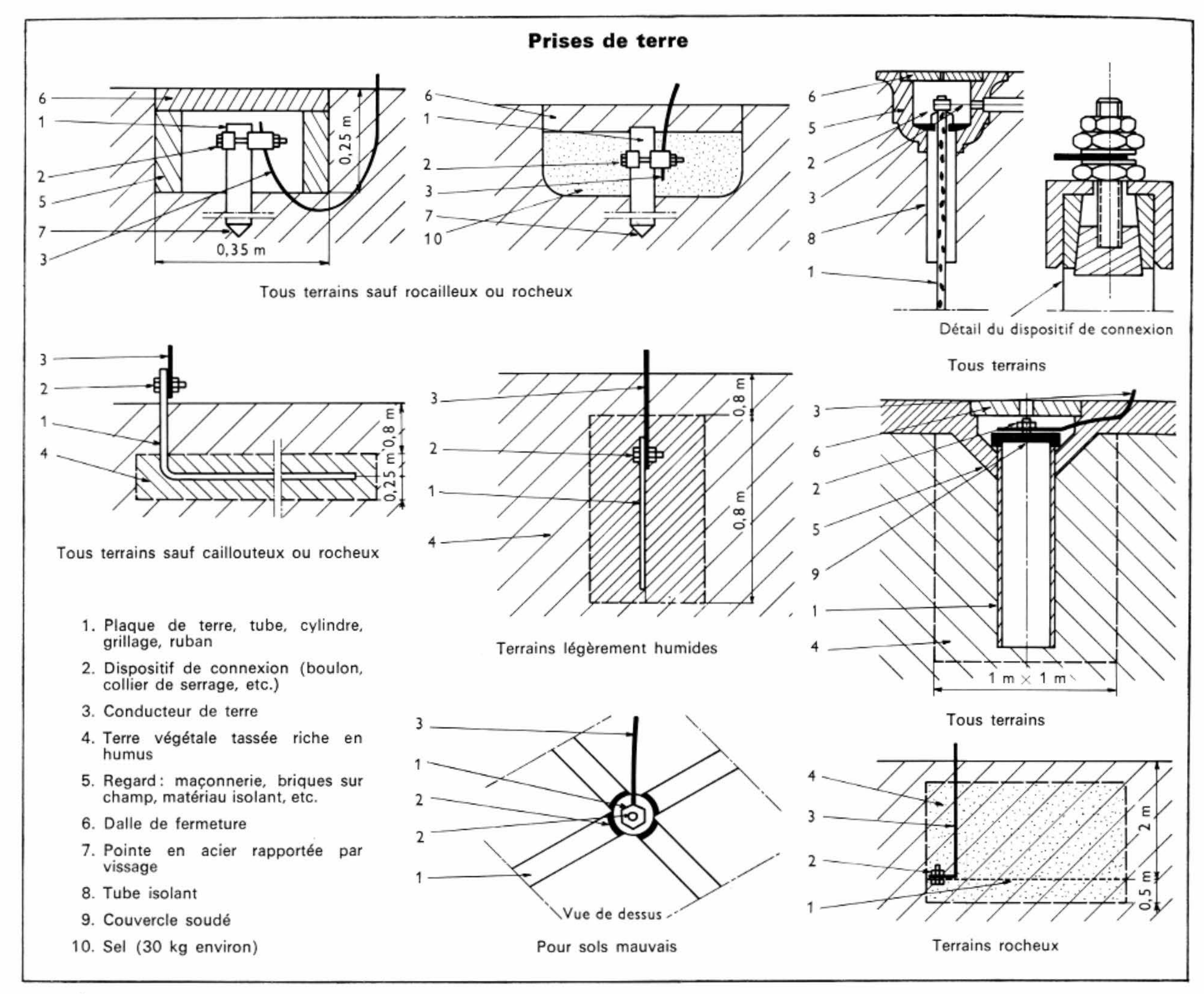
Résistivité des sols rapportée à l'argile

Nature du sol	Résistivité
Argile	1
Humus	2
Sable	3
Cailloux	10
Eau	10

Sections minimales des canalisations de terre

Nature de la canalisation	Mode de pose	Section des conducteurs d'alimentation en cuivre*	Section de la canalisation de terre en cuivre*
Lignes principales			$\geqslant$ 28 mm²
Dérivations, simples lignes de terre	Conducteurs nus		$\geqslant$ 14 mm²
	Conducteurs isolés posés de la même façon que les conducteurs d'alimentation	> 14 mm²	$\geqslant$ 14 mm²
		< 14 mm²	Section égale à celle des conducteurs d'alimentation (au minimum : 1 mm²)

* Pour l'aluminium ou l'acier doux, tenir compte de la résistivité.



8. VÉRIFICATION DES INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES

Les compagnies d'assurances contre l'incendie ont inséré dans le tarif applicable aux risques industriels et commerciaux, entre autres clauses, l'éventualité d'une vérification des installations électriques ayant comme contrepartie une réduction substantielle de prime. Dans le cas de théâtres, cinémas, grands magasins et plus généralement d'établissements recevant du public, la législation prescrit que les installations électriques doivent être vérifiées avant l'octroi du permis d'exploiter, puis ultérieurement à des intervalles déterminés. Pour les établissements industriels, la vérification des installations électriques est également une obligation : elle résulte des décrets et textes en vigueur.

8.1. Sécurité des installations. — Elle revient à assurer la protection des personnes contre tout contact (direct ou indirect) avec les parties sous tension, à s'opposer au libre développement d'arcs ou d'étincelles, à empêcher l'échauffement anormal des éléments de l'installation. Cette sécurité suppose un choix judicieux du matériel employé, une mise en œuvre correcte, une utilisation et un entretien appropriés. Le choix du matériel est guidé par les conditions de fonctionnement : tension d'alimentation de l'installation, nature et intensité du courant, variation de la charge dans le temps, humidité, température, présence de vapeurs corrosives, danger d'incendie ou risques d'explosion.

8.2. Vérification des installations. — Les qualités d'une installation correctement réalisée évoluent dans le temps par usure naturelle de ses différents éléments (vieillissement) ou parce qu'elle se trouve soumise à des contraintes provenant d'agents destructifs. Cette évolution progressive n'a pas toujours des effets immédiats mais elle doit être décelée avant que des conséquences nuisibles apparaissent. La vérification doit être effectuée lors de la mise en service et à des intervalles de temps réguliers selon l'évolution possible des éléments de l'installation. La vérification périodique pose des problèmes qui ne sont pas tous résolus par la réglementation. Deux facteurs interviennent dans la fixation de la périodicité : le délai requis pour que l'usure se manifeste et le risque dû à l'éventualité des défauts en fonction des contraintes.

8.3. Comportement des installations. — Parmi les agents qui sont susceptibles d'agir sur une installation électrique, il y a l'humidité, les poussières, les trépidations, les températures élevées, etc. Les conditions dans lesquelles les installations électriques sont utilisées, l'usage parfois abusif que l'on a fait de l'énergie électrique avec des conducteurs ou des appareils qui n'avaient pas été prévus pour cela (et aussi le fait que des installations ont été construites et utilisées par des personnes qui n'avaient aucune compétence dans le domaine de l'électricité), conduisent à penser que beaucoup d'installations électriques sont déficientes.

Seul un personnel qualifié peut vérifier efficacement une installation électrique et le ministère du Travail peut fournir la liste des personnes et organismes agréés pour effectuer les opérations de vérification à caractère légal. Toutefois, il faut savoir qu'une entreprise, possédant en son sein le personnel qualifié, peut effectuer elle-même les vérifications sous la responsabilité d'un agent qui tient à jour le registre réglementaire à la disposition du ministère du Travail.

APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ

RELAIS

Un relais est un appareil qui permet d'obtenir des modifications soudaines, prédéterminées, dans un ou plusieurs circuits de commande ou de signalisation, lorsque certaines conditions sont remplies dans le ou les circuits électriques dont il subit l'action (norme NF C 01-016). Très schématiquement, un relais est un appareil dont le fonctionnement dépend d'une *grandeur d'influence* (température, flux magnétique, etc.) ; la valeur de celle-ci commande la variation (progressive ou soudaine) de l'intensité d'un courant ou d'une tension qui constitue la *grandeur d'alimentation* du relais. Selon la valeur atteinte par cette grandeur il y a changement d'état du relais c'est-à-dire, souvent passage d'un régime de fonctionnement à un autre.

Si le relais le plus couramment rencontré est assimilable à un électroaimant commandant un ou plusieurs contacts, en réalité, on verra que de nombreuses catégories de relais ont été mises au point. D'ailleurs, l'appellation relais s'applique aussi bien à des groupes d'appareils qu'à des ensembles de composants utilisés dans des dispositifs automatiques.

Symboles graphiques pour schémas d'appareillage électrique (U.T.E.)

Symboles		Désignation
Forme 1	Forme 2	
		Contact de travail ou *contact de fermeture* ou contact auxiliaire ouvert-ouvert d'un appareil.
		Appareil ouvert ou appareil au repos.
		Contact de travail ou *contact de fermeture* ou contact auxiliaire ouvert-ouvert d'un appareil.
		Appareil fermé ou appareil au travail.
		Contact de repos ou *contact d'ouverture* ou contact auxiliaire fermé-ouvert d'un appareil.
		Appareil ouvert ou appareil au repos.
		Contact de repos ou *contact d'ouverture* ou contact auxiliaire fermé-ouvert d'un appareil.
		Appareil fermé ou appareil au travail.

Symboles		Désignation
Forme 1	Forme 2	
		Contact de travail ou contact de fermeture ou contact auxiliaire ouvert-ouvert d'un appareil ouvert ou d'un appareil au repos.
		Contact de travail ou contact de fermeture ou contact auxiliaire ouvert-ouvert : à déplacement retardé lors de sa fermeture,
		à déplacement retardé lors de son ouverture,
		à déplacement retardé lors de son ouverture et de sa fermeture.
		Contact de repos ou contact d'ouverture ou contact auxiliaire fermé-ouvert : à déplacement retardé lors de son ouverture,
		à déplacement retardé lors de sa fermeture,
		à déplacement retardé lors de son ouverture et de sa fermeture.

Symboles graphiques pour schémas d'appareillage électrique (U.T.E.)

Symboles	Désignation
	Contacts de passage (contacts d'impulsion) ouverts à l'état de repos et à l'état de travail, établis momentanément lors du déplacement dans le sens indiqué par les flèches. Représentation en position horizontale des contacts de passage ouverts à l'état de repos et à l'état de travail.
	Contacts de passage (contacts d'impulsion) établis à l'état de repos et à l'état de travail, ouverts momentanément lors du déplacement dans le sens indiqué par les flèches. Représentation en position horizontale des contacts de passage établis à l'état de repos et à l'état de travail.
	Contact de commutation bidirectionnel sans chevauchement (deux variantes).
	Contact de commutation bidirectionnel avec chevauchement (deux variantes).
	Contact bidirectionnel avec position intermédiaire, représenté dans cette dernière position.
	Contact bidirectionnel d'un appareil bistable (ou à bascule).
	Contact de commutation bidirectionnel sans chevauchement.
	Organe de commande d'un relais, symbole général (deux variantes).
	Organe de commande d'un relais avec un seul enroulement.

Symboles	Désignation
R = 100 Ω	Indication de la résistance *R* ou de l'impédance *Z* de l'enroulement d'un organe de commande.
	Organe de commande d'un relais avec plusieurs enroulements, représentation rassemblée (deux variantes).
A A A A	Organe de commande d'un relais avec plusieurs enroulements, représentation développée (deux variantes).
Ax Ay	Organe de commande d'un relais bistable, représentation développée.
	Organe de commande à résonance mécanique.
500 Hz	Indication de la fréquence mécanique de résonance.
	Organe de commande d'un relais à verrouillage mécanique.
	Organe de commande d'un relais polarisé.
	Organe de commande d'un relais à rémanence.
	Organe de commande d'un relais thermique.
	Organe de commande d'un relais avec dispositif thermique à chauffage électrique indirect.

1. CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES DES RELAIS

Selon que l'on tient compte du circuit d'alimentation, du circuit d'utilisation ou des conditions d'emploi, il est possible de définir différentes caractéristiques.

1.1. Caractéristiques concernant le circuit d'alimentation. — Deux grandes catégories de relais peuvent être distinguées : les *relais électromécaniques*, avec ou sans contacts et les *relais statiques*. Tous sont caractérisés :

— par leur *grandeur d'alimentation* (courant ou tension) ; elle doit être appliquée seule ou en combinaison avec d'autres grandeurs ;

— par leur *grandeur d'influence* (temps, fréquence, courant, etc.), grandeur à laquelle on fait correspondre un signal électrique (au moyen d'un capteur, par exemple ; V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 20) ;

— par leur domaine d'action ou *sensibilité*, c'est-à-dire par les valeurs des grandeurs d'influence pour lesquelles le relais fonctionne ;

— par leur consommation ; elle représente la puissance absorbée par le ou les circuits d'alimentation du relais pour la valeur nominale du courant ou de la tension. Cette consommation est exprimée en watts pour les relais alimentés en courant continu et en voltampères pour ceux alimentés en courant alternatif.

1.2. Caractéristiques concernant le circuit d'utilisation. — Il faut distinguer les *relais à contacts* et les *relais sans contact*.

Un relais à contacts est caractérisé :

— par son nombre de pôles ou nombre de contacts (à ouverture, à fermeture, inverseur ou de passage) ; il peut s'agir de contacts secs ou de contacts mouillés au mercure ;

— par son pouvoir de coupure et par son pouvoir de fermeture qui sont les valeurs maximales du courant qu'un contact permet de couper ou d'établir dans les conditions spécifiées par le constructeur ; ces valeurs sont exprimées en ampères ou en voltampères pour un certain nombre de manœuvres.

Un relais sans contact est défini :

— par son impédance de sortie, caractéristique que doit présenter un circuit pour être utilisable comme charge du relais ;

— par la nature du signal d'entrée, particulièrement par la valeur et le signe de la tension à appliquer.

1.3. Caractéristiques concernant les conditions d'emploi. — Parmi ces caractéristiques, on peut distinguer :

— la *tenue aux chocs et aux vibrations ;*

— les *limites de température* d'utilisation entre lesquelles les caractéristiques de fonctionnement sont conservées telles que les a prévues le constructeur ; elles sont tributaires de la classe des matériaux isolants employés ;

— la *classe de service* selon que l'appareil est prévu : pour un *service ininterrompu* (durée d'alimentation suffisante pour que le relais atteigne son équilibre thermique), pour un *service intermittent* et périodique (la période, somme de la durée d'alimentation et de celle de non alimentation, est trop courte pour que le relais atteigne son équilibre thermique), pour un *service temporaire* (les durées d'alimentation sont trop courtes pour que le relais atteigne son équilibre thermique).

2. LES CONTACTS DES RELAIS

2.1. Désignation. Caractéristiques. — Dans un relais, un contact est appelé (V. tableau des symboles) :

— *contact à fermeture* ou *contact-travail* s'il est fermé lorsque le relais est dans la position de travail (c'est-à-dire lorsqu'il est alimenté au moyen d'un courant suffisamment grand ou lorsqu'il a été alimenté et qu'il est maintenu dans la position imposée par un système déterminé) ;

— *contact à ouverture* ou *contact-repos* s'il est fermé lorsque le relais est dans la position de repos (deuxième état possible pour un relais) ;

— *contact à deux directions* ou *inverseur* s'il est composé d'un élément mobile et de deux éléments fixes situés de part et d'autre de l'élément mobile ;

— *contact de passage* si le contact est établi pour produire une impulsion à chaque fonctionnement du relais.

Plusieurs caractéristiques sont nécessaires pour définir un contact.

Le *pouvoir de fermeture* représente, dans des conditions déterminées, soit la valeur maximale de l'intensité du courant (intensité efficace en alternatif) qui peut passer dans le circuit au moment où il est fermé par l'intermédiaire du contact, soit la puissance maximale qui peut être fournie, à ce même instant, à un récepteur alimenté par ce circuit.

Le *pouvoir de coupure* représente, dans des conditions déterminées, soit la valeur maximale de l'intensité du courant (intensité efficace en alternatif) dont le passage peut être interrompu au moyen du contact, soit la puissance maximale qui peut être fournie par un circuit au moment où l'on provoque son ouverture à l'aide de ce contact.

Pour un contact-repos, le **temps de rupture** est le temps écoulé entre l'instant où la grandeur d'alimentation prend brusquement une valeur spécifiée et l'instant où se rompt le contact de repos (le relais est supposé dans l'état de repos à l'instant initial).

Pour un contact-travail, le **temps d'établissement** est le temps écoulé entre l'instant où la grandeur d'alimentation prend brusquement une valeur spécifiée et l'instant où s'établit le contact de travail pour la première fois (le relais est supposé au repos à l'instant initial).

Pour un contact qui ferme un circuit, le **temps de rebondissement** est le temps écoulé entre l'instant où le contact s'établit pour la première fois et l'instant où le circuit est définitivement fermé.

Les constructeurs indiquent généralement le nombre de manœuvres N possibles (fig. 1) selon l'intensité du courant qui traverse le contact et cela pour diverses valeurs de la tension d'alimentation du circuit fermé par l'intermédiaire du contact (en alternatif, ce sont les valeurs efficaces qui sont considérées).

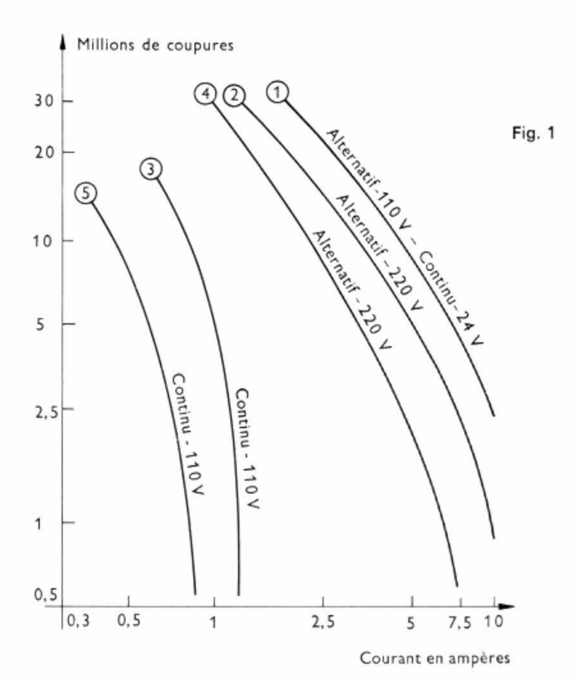


Fig. 1

Alternatif : fréquence 50 Hz
Courbes 1, 2 et 3 : circuit résistant
Courbes 4 et 5 : circuit inductif : (résistance/inductance = 5 ms)

2.2. Nature et forme des contacts. — Les contacts sont les éléments qui conditionnent la durée de vie d'un relais. Ils doivent assurer des coupures et des fermetures dont l'efficacité est fonction de l'intensité du courant, de la nature du circuit, de la cadence des manœuvres et du rapport des durées des fermetures et des ouvertures.

Le pouvoir de coupure et celui de fermeture dépendent de la nature des matériaux employés, de leur forme, de la vitesse de rupture et de l'intervalle d'ouverture.

Le plus souvent, on utilise les contacts en argent pur car ce métal est très bon conducteur de l'électricité et de la chaleur. Cependant, un grand nombre d'alliages sont aussi utilisés comme matériaux pour contacts : alliage palladium-argent (il présente une grande dureté), alliages argent-oxyde de cadmium ou argent-or (pour les faibles courants). Le rhodium, l'argent rhodié, le platine et l'alliage iridium-platine ne s'oxydant pas, ces métaux sont employés lorsque la sécurité de fonctionnement est prépondérante. En cas de danger d'arc, c'est le tungstène qui donne les meilleurs résultats mais la force de contact doit alors être importante et la résistance électrique n'est pas négligeable.

Les contacts des relais se présentent généralement sous la forme de pastilles brasées ou soudées sur des lames

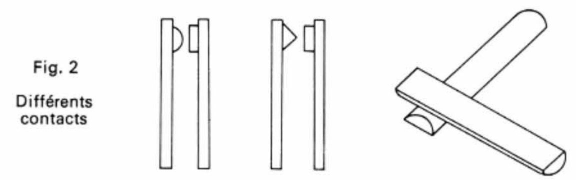


Fig. 2
Différents contacts

élastiques en acier, en maillechort ou en bronze au béryllium. Les pastilles rapportées sont en général groupées de manière à assurer une liaison électrique entre une demi-sphère et un plan, une pointe et un plan, deux demi-cylindres orthogonaux (fig. 2).

Dans certains relais, les liaisons électriques sont établies par l'intermédiaire de mercure contenu dans une enceinte hermétique ou dans une ampoule de verre scellée (fig. 3).

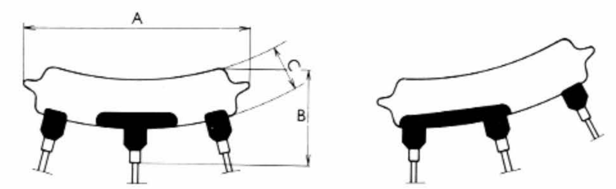


Fig. 3 — Contact inverseur à mercure avec point mort au centre (position repos et position travail). Intensité 30 A : A = 63, B = 35, C = 15

3. RELAIS À COMMANDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

C'est un relais dont le fonctionnement résulte des actions qui s'exercent entre corps ferromagnétiques aimantés. On distingue généralement :

— les *relais non polarisés*, dans lesquels le champ magnétique n'est appliqué que lorsque le relais est alimenté ;

— les *relais polarisés* où un champ de polarisation, produit par un aimant permanent, est appliqué même lorsque le relais n'est pas alimenté.

Un relais électromagnétique est constitué d'un ou plusieurs enroulements parcourus par un courant de commande, d'un circuit magnétique fixe canalisant le flux créé et d'une armature mobile maintenue en position de repos par l'action d'un ressort antagoniste. Cette armature est équipée d'un ou plusieurs contacts ou d'un système permettant la commande de ceux-ci (V. hors-texte).

En courant continu, le circuit magnétique est massif, en acier doux ou extra-doux. Pour éviter le collage de l'armature à cause du flux rémanent, on ménage un entrefer soit en déposant du cuivre sur l'extrémité du noyau, soit en interposant une rondelle amagnétique de très faible épaisseur.

En courant alternatif, le circuit magnétique est constitué par un assemblage de tôles d'acier extra-doux ou d'acier au silicium, de manière à limiter les pertes par hystérésis et par courants de Foucault. Sur l'une des branches de la partie fixe est placée une bague de déphasage appelée spire de Frager (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8), qui permet de réduire les vibrations et le ronflement résultant de l'annulation périodique du couple d'attraction (V. hors-texte). En effet, on rappelle que, si le courant magnétisant est alternatif et de fréquence 50 Hz, la force d'attraction, qui est proportionnelle au carré de l'intensité de ce courant, est toujours de même sens, périodique et de fréquence 100 Hz : son intensité devient nulle cent fois par seconde.

La réalisation de la partie mobile pose des problèmes technologiques assez complexes ; il faut en effet que cette armature puisse effectuer, soit une rotation (sur une arête ou autour d'un axe), soit une translation. En outre, cette armature doit être extrêmement robuste afin de pouvoir supporter un grand nombre de manœuvres ; son articulation, dont la course maximale est limitée par une butée, doit présenter des frottements faibles et pratiquement invariables.

Parmi les nombreuses formes utilisées par les constructeurs, quatre types principaux peuvent être distingués :

— le circuit à armature pivotant en son centre : l'épaisseur d'entrefer est sensiblement constante et la surface d'entrefer variable (fig. 4) ;

— le circuit à noyau plongeur (fig. 5) ;

— le circuit à armature pivotant à une extrémité (fig. 6) ;

— le circuit à translation dans lequel l'épaisseur d'entrefer est variable et la surface d'entrefer sensiblement constante (fig. 7) ;

Divers types de relais à commande électromagnétique

1. Bobine
2. Partie fixe du circuit magnétique
3. Armature mobile
4. Ressort
5. Tige de guidage
6. Contact
7. Ampoule de mercure
8. Axe de rotation
9. Spire de Frager

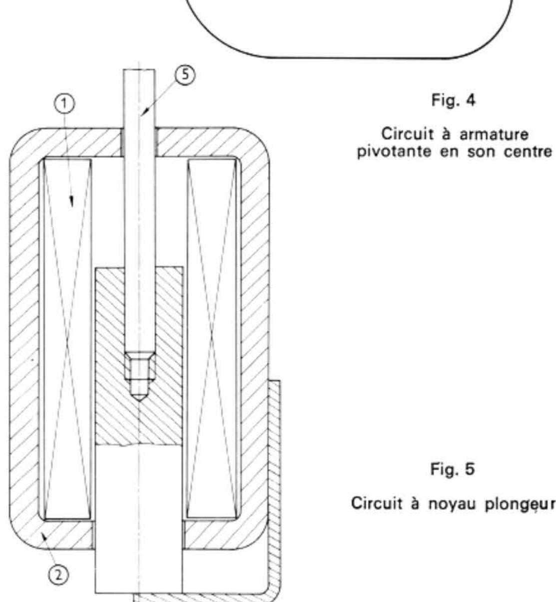


Fig. 4
Circuit à armature pivotante en son centre

Fig. 5
Circuit à noyau plongeur

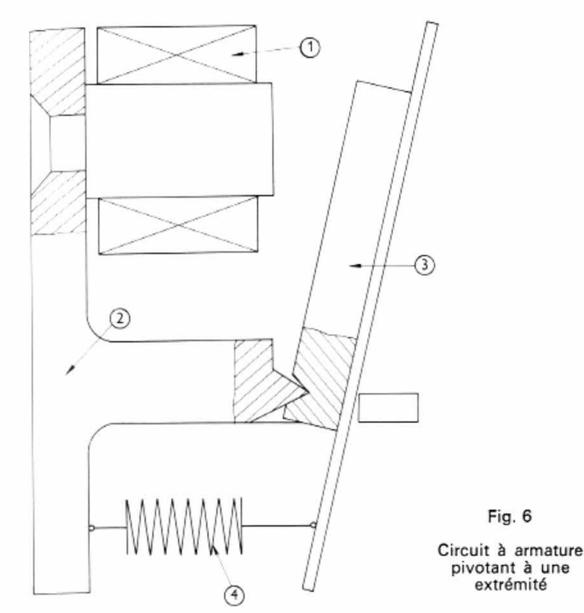


Fig. 6

Circuit à armature pivotant à une extrémité

La bobine est l'élément commun à tous les relais électromécaniques. Elle a une forme, des dimensions et des caractéristiques appropriées à la fonction de ces relais. Pour les courants de faible intensité, elle est constituée d'un fil de cuivre émaillé de section circulaire, enroulé sur une carcasse en papier bakélisé ou en matière synthétique. Pour les courants de grande intensité, c'est une barre de cuivre méplate ; une ou plusieurs spires sont enroulées en hélice sur un tube isolant ajusté directement sur le noyau du circuit magnétique. De la résistance ou de l'impédance de l'enroulement dépendent deux des caractéristiques essentielles d'un relais : la consommation et la sensibilité.

Les bobines des relais satisfont à toutes les conditions d'isolement, de rigidité diélectrique, de résistance électrique, de résistances aux efforts mécaniques (vibrations, chocs) ainsi qu'aux contraintes climatiques (cycles thermiques, chaleur humide, brouillard salin) et chimiques (corrosion par les vapeurs ou les dépôts chimiques). L'imprégnation sous vide avec un vernis ou une résine appropriés facilite la formation d'un bloc homogène et permet la disparition des bulles d'air qui sont généralement la cause des détériorations des enroulements (par coupure des circuits notamment).

4. RELAIS À INDUCTION

Dans ce relais, on utilise les forces électrodynamiques créées par l'action d'un champ magnétique variable sur un courant induit. L'alimentation se fait donc obligatoirement en courant alternatif. Le champ est produit au moyen de bobinages traversés par des courants alternatifs et des courants sont induits dans une masse métallique mobile (courants de Foucault). Le fonctionnement de ce relais est donc analogue à celui d'un compteur à induction (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 13).

Le circuit magnétique est un assemblage de tôles comportant plusieurs noyaux pouvant recevoir les bobines (fig. 8). Il est fixe et sa forme est différente suivant que la partie mobile est un disque ou une cloche en aluminium. Cet élément mobile est monté sur un axe permettant sa rotation. La partie fixe des contacts, dont la position est réglable, est solidaire du bâti et la partie mobile est commandée par la rotation de l'axe. Un ressort spiral assure simultanément l'amenée du courant à la partie mobile et le retour à la position repos.

Le relais à disque présente une inertie importante ; pour une consommation donnée son couple moteur est faible et il est nécessaire d'assurer un amortissement énergique.

Du fait de la disposition du circuit magnétique qui permet une réduction de l'entrefer et une meilleure utilisation du flux, le relais à cloche présente, pour une même consommation, un couple moteur plus grand (fig. 9). Il constitue un relais directionnel sensible et rapide.

Fig. 7

Circuit à translation

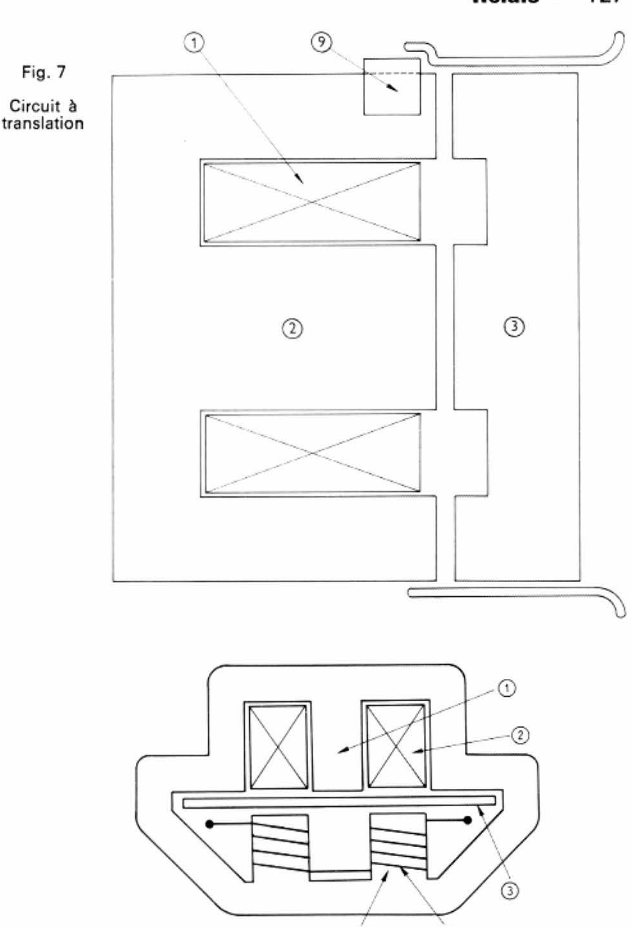


Fig. 8 — Relais à disque

1. Partie du circuit magnétique supportant l'enroulement-tension
2. Bobine-tension protégée par moulage
3. Disque en aluminium
4. Bobinages-courant en fil de cuivre émaillé de grande section
5. Partie du circuit magnétique supportant les bobinages-courant

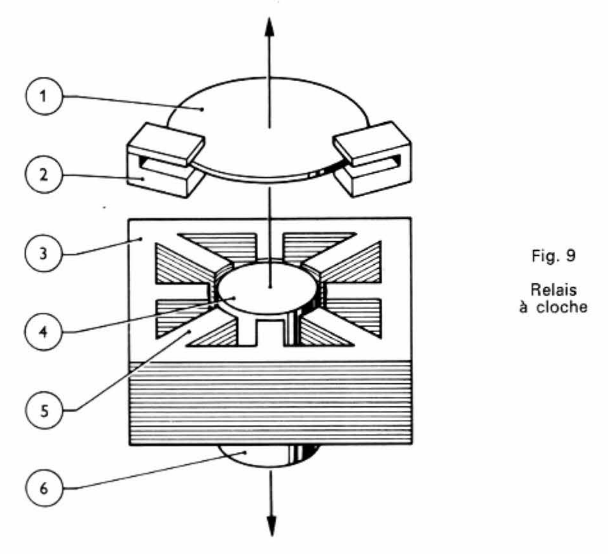


Fig. 9

Relais à cloche

1. Disque en aluminium (nécessaire pour obtenir un freinage)
2. Aimants permanents servant au freinage
3. Circuit magnétique feuilleté
4. Rotor en forme de cloche
5. Masse polaire supportant les différentes bobines
6. Noyau central du circuit magnétique autour duquel tourne le rotor en forme de cloche

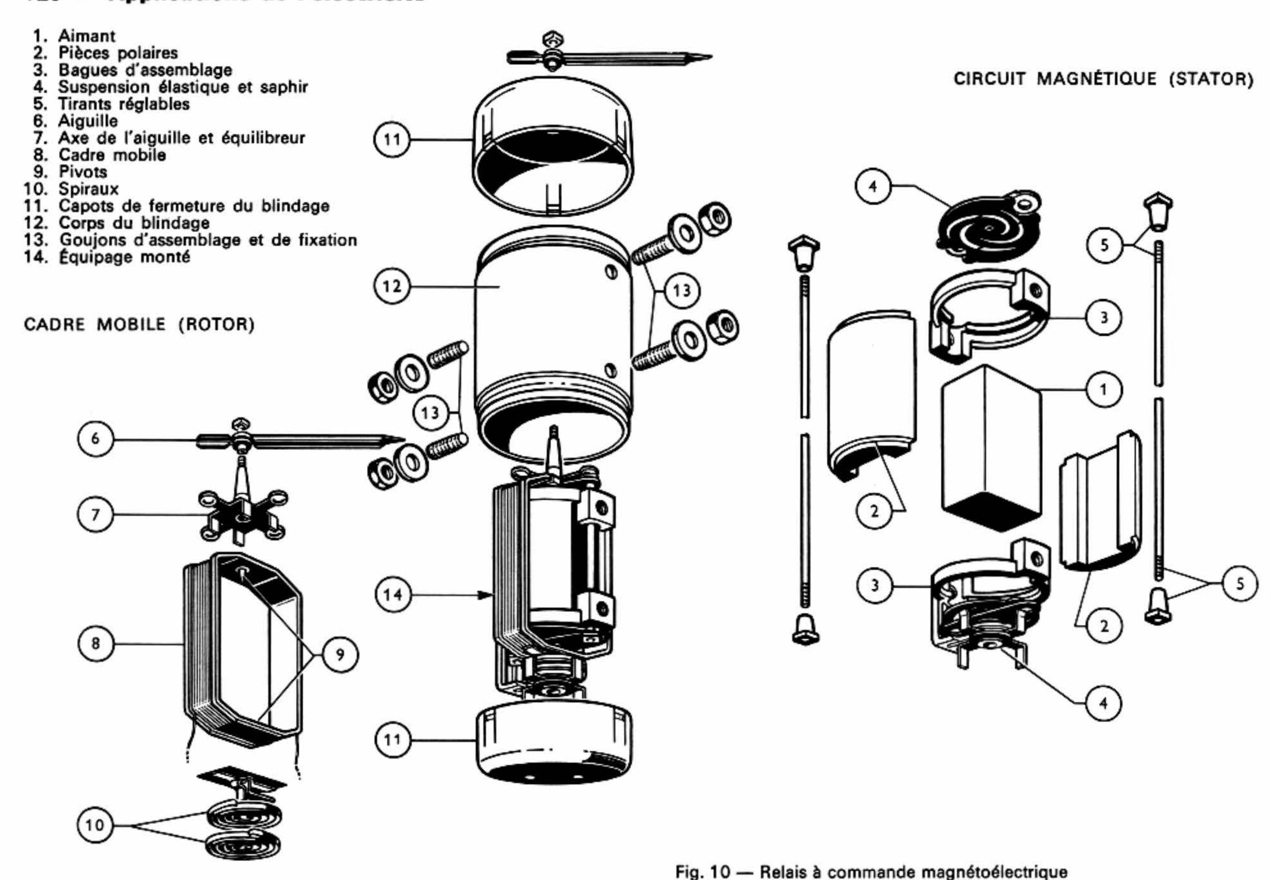


Fig. 10 — Relais à commande magnétoélectrique
(*Brion, Leroux et Cie*)

5. RELAIS À COMMANDE MAGNÉTOÉLECTRIQUE

Dans ce relais, on utilise l'action des forces électromagnétiques sur un circuit placé dans un champ magnétique constant (V. t. 1, Électricité, chap. 24). L'alimentation ne peut donc en être réalisée directement qu'en courant continu ou en courant unidirectionnel. L'appareil ne peut être alimenté sous une tension alternative que si l'on insère un redresseur en série avec la bobine (V. t. 1, Électronique, chap. 18). Le circuit magnétique est entièrement fixe et il comporte, dans sa partie centrale, un aimant permanent relié à une couronne extérieure par l'intermédiaire de supports amagnétiques (fig. 10). Le centrage est réalisé de manière à conserver un champ constant dans l'entrefer.

La partie mobile se présente sous la forme d'un cadre sur lequel sont enroulées des spires de fil de cuivre généralement très fin. Dans ce cas, des pivots permettent à l'ensemble de tourner autour d'un axe vertical maintenu entre des crapaudines contenant chacune un rubis.

Le rappel à la position repos est assuré par deux ressorts spiraux qui exercent un couple antagoniste en même temps qu'ils servent pour amener le courant à l'équipage mobile.

6. RELAIS THERMIQUES

Un relais thermique est un relais dans lequel le déplacement des contacts mobiles est provoqué par l'échauffement d'un élément déterminé du relais. Souvent, il s'agit d'une bande métallique formée de deux lames minces soudées par laminage sur toute leur longueur. Généralement, l'une de ces lames est en invar (le coefficient de dilatation de ce corps est très faible) et l'autre est en alliage à fort coefficient de dilatation (par exemple: alliage nickel-cuivre-manganèse ou fer-nickel-chrome). Lorsque la température s'élève, les dilatations des lames étant différentes, la bilame s'incurve (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 3).

L'échauffement peut être obtenu en faisant passer un courant: soit dans la bilame (chauffage direct), soit dans une résistance bobinée autour de la bilame (chauffage indirect).

Pour que le fonctionnement de la bilame ne dépende pas de la température ambiante, il peut être prévu un dispositif de compensation. Celui-ci est en général constitué par une bilame auxiliaire *B'* dont la déformation est opposée à celle de la bilame principale *B* (fig. 11).

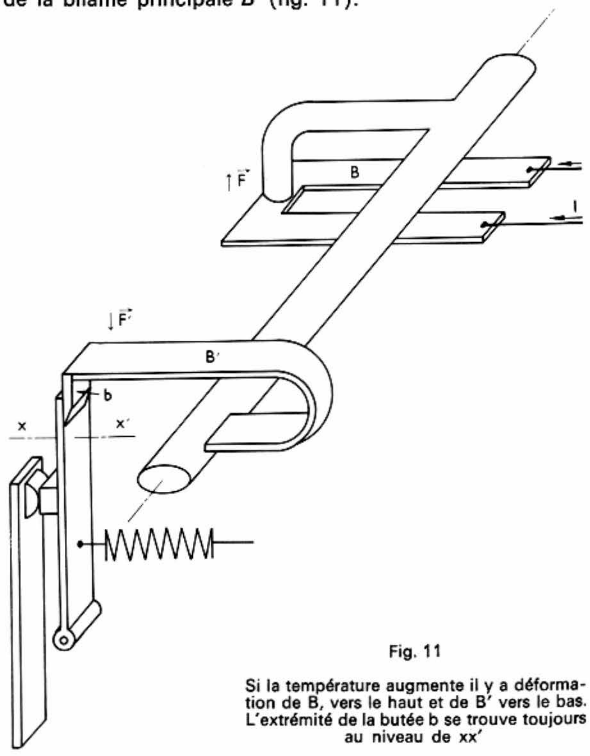
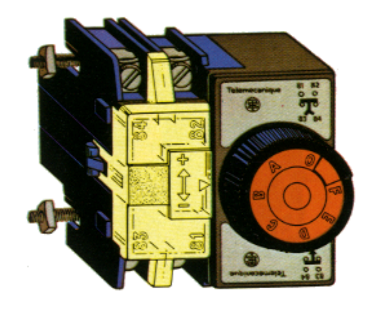
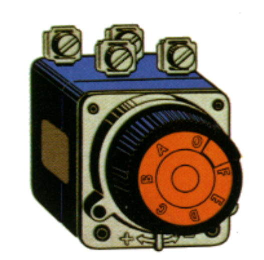


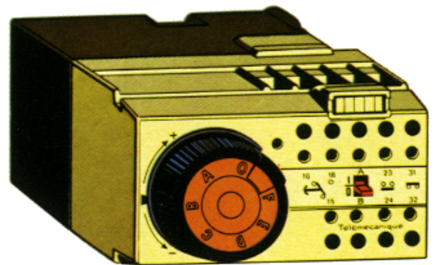
Fig. 11

Si la température augmente il y a déformation de B, vers le haut et de B' vers le bas. L'extrémité de la butée b se trouve toujours au niveau de xx'

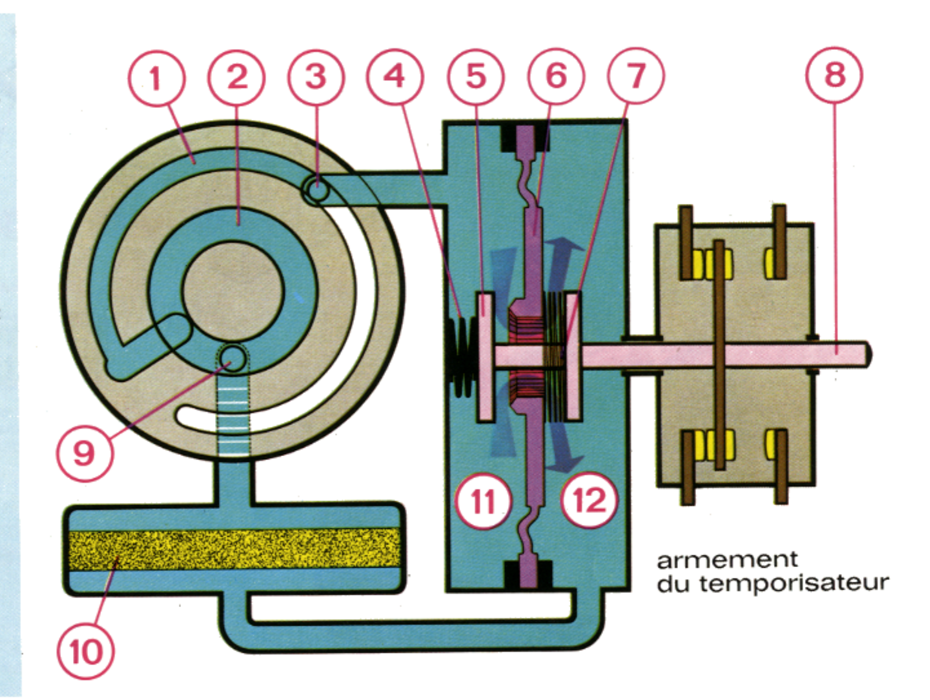
Trois temporisateurs pneumatiques

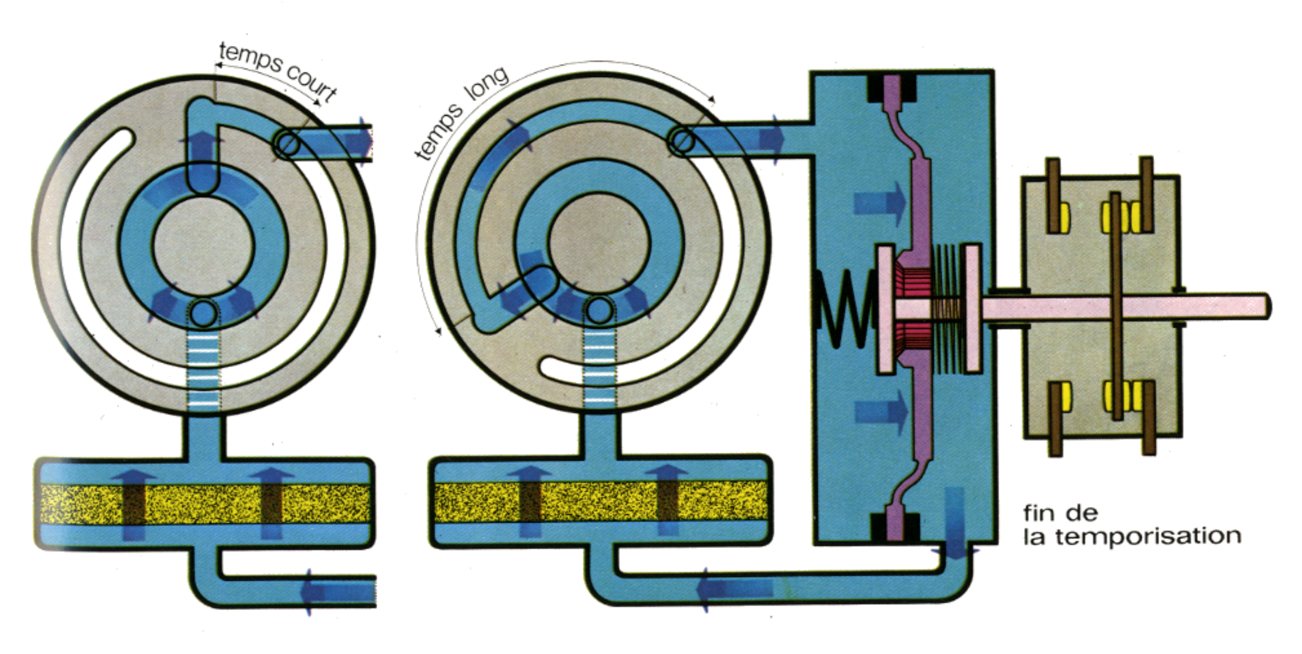






1. Sillon du disque mobile.
2. Canal de transfert du disque fixe.
3. Sortie de l'air.
4. Ressort moteur.
5. Soupape.
6. Membrane déformable séparant les chambres de dépression (11) et de transfert (12).
7. Ressort de soupape.
8. Doigt du circuit magnétique.
9. Arrivée de l'air.
10. Filtre en métal fritté.
11. Chambre de dépression.
12. Chambre de transfert.

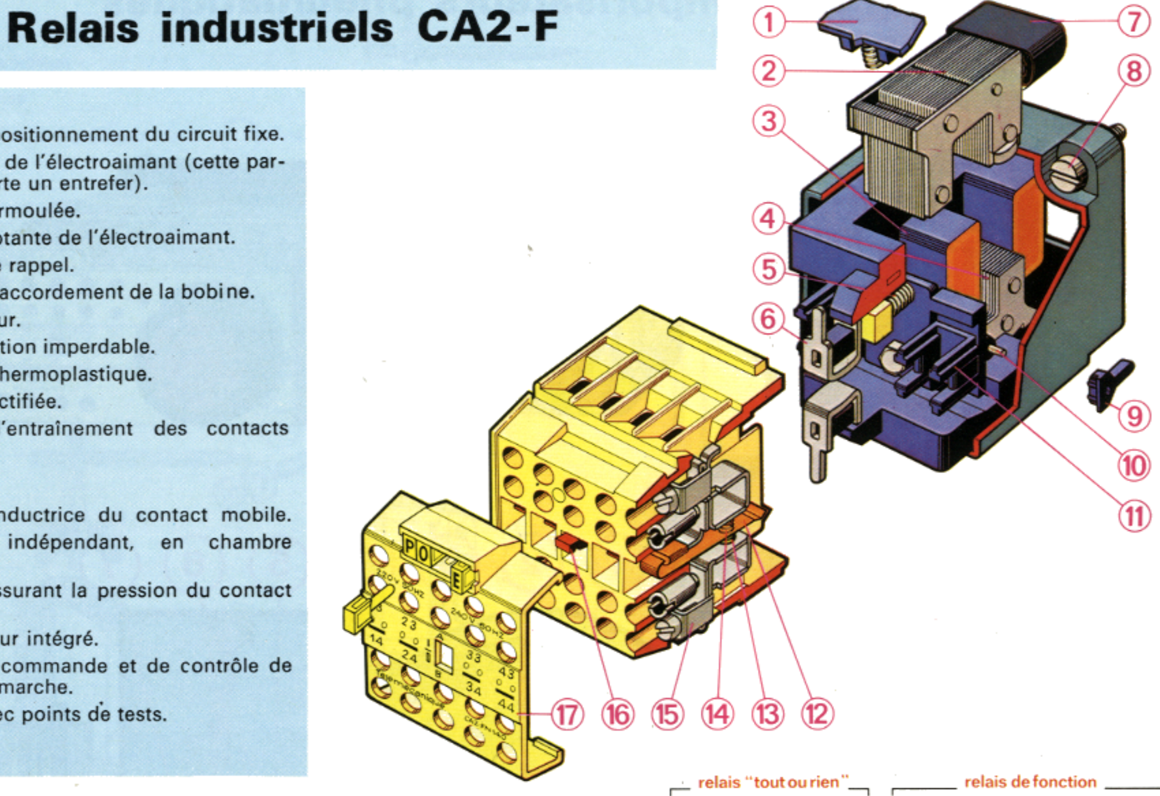




Document : La Télémécanique électrique

Relais industriels CA2-F

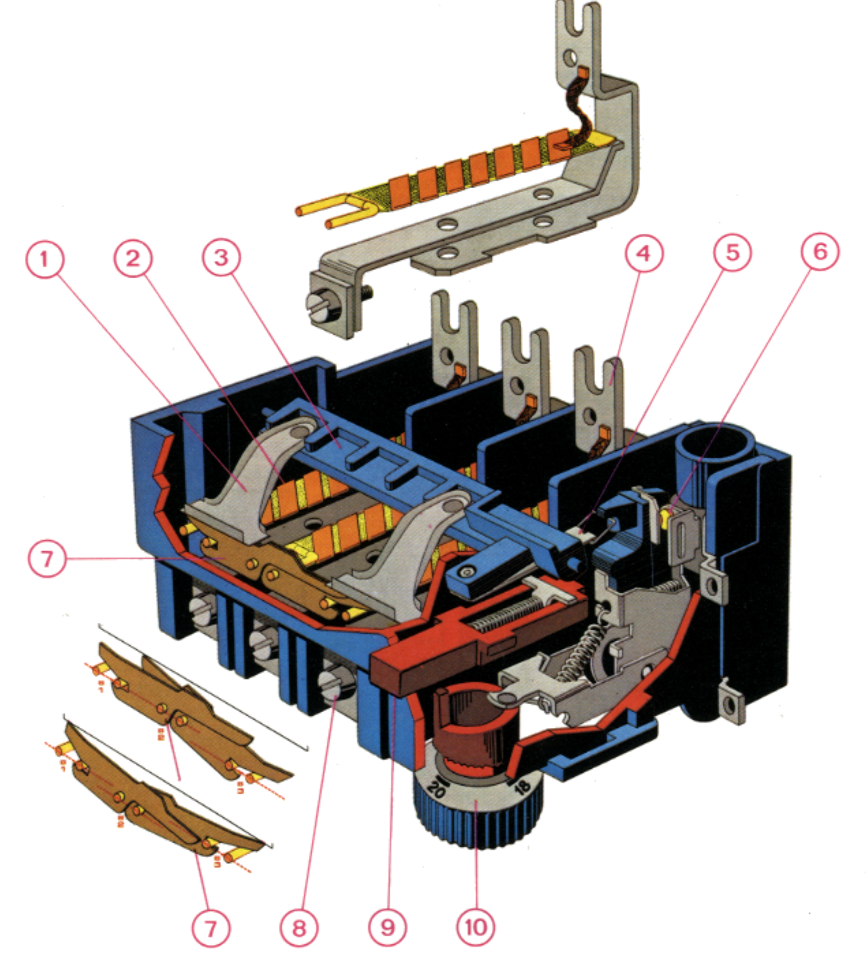
1. Talon de positionnement du circuit fixe.
2. Partie fixe de l'électroaimant (cette partie comporte un entrefer).
3. Bobine surmoulée.
4. Partie pivotante de l'électroaimant.
5. Ressort de rappel.
6. Borne de raccordement de la bobine.
7. Amortisseur.
8. Vis de fixation imperdable.
9. Palier en thermoplastique.
10. Aiguille rectifiée.
11. Palette d'entraînement des contacts mobiles.
12. Lame conductrice du contact mobile.
13. Contact indépendant, en chambre séparée.
14. Ressort assurant la pression du contact mobile.
15. Connecteur intégré.
16. Levier de commande et de contrôle de l'état de marche.
17. Capot avec points de tests.







4 contacts instantanés — 8 contacts instantanés — à mémoire — temporisé



Relais thermique RA1 DB compensé et différentiel

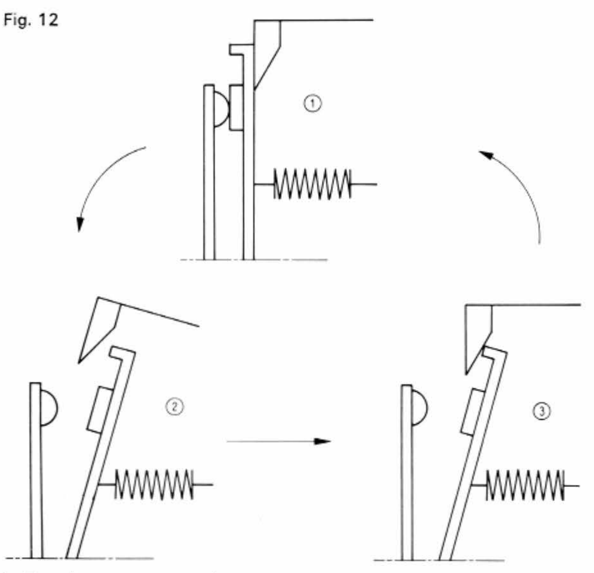
1. Levier de déclenchement.
2. Élément thermique à bilame.
3. Arbre de déclenchement.
4. Borne pour montage sur contacteur.
5. Bilame de compensation.
6. Contact à ouverture.
7. Dispositif différentiel.
8. Borne de raccordement.
9. Poussoir de réarmement.
10. Rampe de réglage.

Documents : La Télémécanique électrique

Les appareils comportant plusieurs pôles sont équipés de dispositifs mécaniques complémentaires pour provoquer le déclenchement en cas de déformations différentes de deux bilames même si le seuil de déclenchement nominal n'est pas atteint. Le résultat est obtenu à l'aide d'un jeu de biellettes dont le mouvement dépend de la différence des déformations (V. hors-texte).

Une butée d'accrochage interdit le réenclenchement automatique après refroidissement des bilames; une intervention manuelle, appelée réarmement, est nécessaire pour que le fonctionnement soit possible à nouveau (fig. 12).

Fig. 12



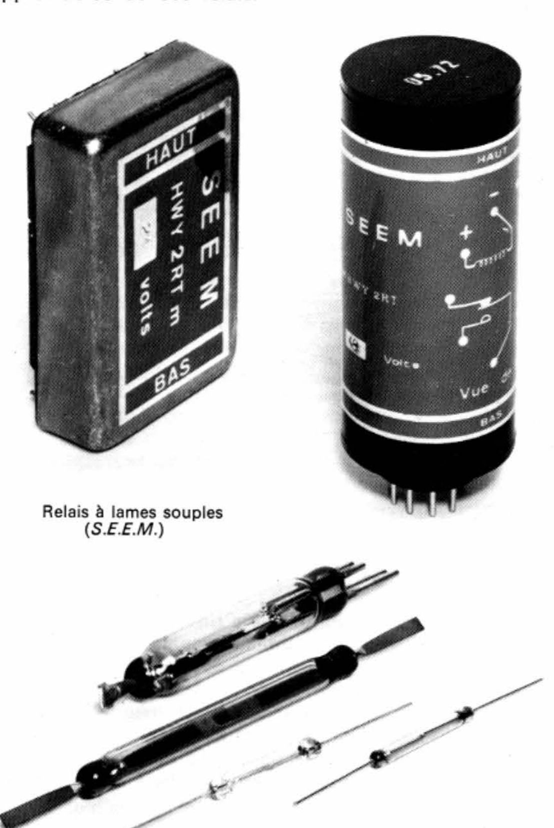
1. Fonctionnement normal
2. Déclenchement
3. Position repos après refroidissement et avant réarmement

On peut régler la force exercée en modifiant le nombre et l'épaisseur des lames. Le point de fonctionnement est choisi en ajustant la course de l'extrémité de la bilame.

Le relais thermique peut être associé à un relais électromagnétique; l'ensemble prend le nom de relais magnétothermique (fig. 13). Cet appareil permet de protéger une installation aussi bien contre les surintensités brutales (cas d'un court-circuit) que contre les surcharges limitées mais de longue durée. Le déclenchement est obtenu au moyen de l'élément électromagnétique dans le premier cas et au moyen de l'élément thermique dans le second cas.

7. RELAIS À LAMES SOUPLES

Les *relais à lames souples* ou relais *reed* sont très utilisés car ils permettent une miniaturisation poussée des équipements. Sensibilité, fiabilité et possibilité de montage en direct sur un circuit imprimé représentent les avantages appréciables de ces relais.

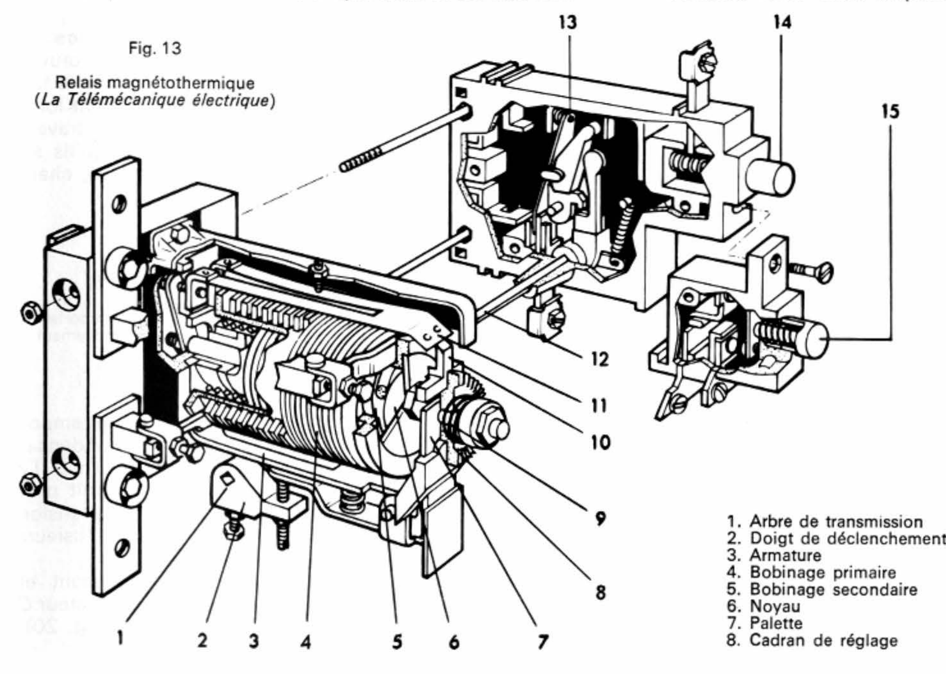


Relais à lames souples (*S.E.E.M.*)

Un relais à lames souples élémentaire peut être considéré comme l'association d'un dispositif de commande (aimant ou bobine d'électroaimant) et d'un interrupteur à lames souples. Un tel interrupteur est formé de deux lames en matériau ferromagnétique; elles portent chacune un contact. Elles sont disposées dans l'axe d'un tube en

Fig. 13

Relais magnétothermique (*La Télémécanique électrique*)



1. Arbre de transmission
2. Doigt de déclenchement
3. Armature
4. Bobinage primaire
5. Bobinage secondaire
6. Noyau
7. Palette
8. Cadran de réglage
9. Excentrique
10. Butée
11. Bilame
12. Arbre de transmission
13. Contact
14. Bouton arrêt-réarmement
15. Bouton marche

verre hermétiquement scellé et rempli d'azote sous pression. La fermeture de l'interrupteur s'obtient en plaçant le tube dans un champ magnétique convenable : des pôles magnétiques différents apparaissant aux extrémités des lames portant les contacts (fig. 14), il y a attraction et établissement rapide du contact. Lorsque le champ magnétique est supprimé, les lames reprennent leur position initiale du fait de leur élasticité propre.

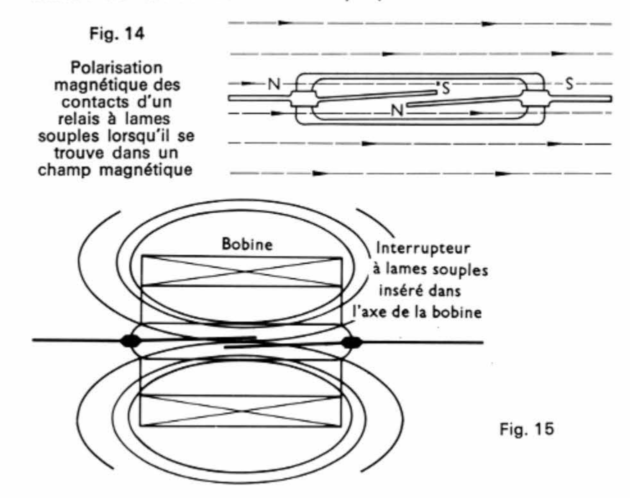


Fig. 14

Polarisation magnétique des contacts d'un relais à lames souples lorsqu'il se trouve dans un champ magnétique

Fig. 15

La commande d'un relais à lames souples peut être magnétique ou seulement électromagnétique (fig. 15). Dans le premier cas, il faut que l'aimant soit déplacé (translation ou rotation) pour obtenir un changement d'état. Dans le second cas, la fermeture et l'ouverture sont fonction de l'intensité du courant dans la bobine de commande. Cependant, en régime permanent, la consommation de ce dernier relais est très faible : le circuit magnétique étant fermé, sa réluctance est faible et une énergie très réduite suffit pour maintenir le relais dans cet état. Les deux modes de commandes sont parfois associés dans certains relais

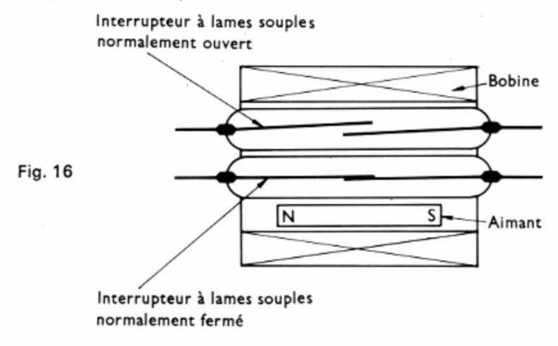


Fig. 16

(fig. 16). Afin d'éviter qu'un relais ne soit soumis à d'autres champs magnétiques que celui produit au moyen de son dispositif de commande, l'appareil est placé dans un boîtier métallique qui constitue un blindage. Ce boîtier est rempli d'une résine qui protège l'ensemble contre les chocs et contre toute attaque chimique (en cas d'atmosphère corrosive notamment).

8. SYSTÈMES DE TEMPORISATION

Le changement d'état d'un relais est temporisé lorsqu'il est retardé intentionnellement. Une temporisation peut être obtenue par des moyens mécaniques, des moyens électriques ou en utilisant l'inertie thermique d'un circuit électrique.

8.1. Systèmes utilisant des moyens mécaniques. Un retardateur chronométrique comporte un mécanisme d'horlogerie mis en mouvement au moment de la commande de l'enclenchement ou du déclenchement. La manœuvre des contacts est retardée à l'aide d'un réducteur de vitesse entraîné par la roue d'échappement de ce mouvement. Un ressort, bandé par le relais, fournit l'énergie nécessaire et permet d'obtenir des temporisations comprises entre quelques secondes et quelques minutes.

Dans un retardateur à volant d'inertie, la temporisation résulte de l'inertie d'un volant entraîné indirectement par la manœuvre de la culasse du relais. Le réglage du retard est réalisé en agissant, soit sur la course du contact, soit sur la masse du volant.

Dans un temporisateur pneumatique, la manœuvre de la culasse du relais provoque une dépression à l'intérieur d'une chambre déformable. Le déplacement de la culasse se trouve freiné tant que l'équilibre des pressions internes et externes n'est pas rétabli (fig. 17).

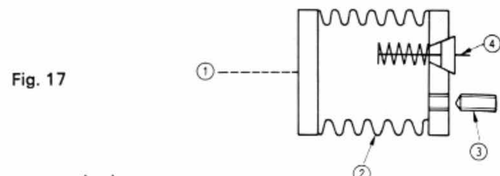


Fig. 17

1. Axe de commande du mouvement
2. Chambre de dépression à parois déformables
3. Vis pointeau de réglage d'admission
4. Soupape d'échappement

Le retard peut être réglé, soit en agissant sur une vis pointeau qui obture plus ou moins un orifice de la chambre de dépression, soit en modifiant la longueur du chemin à parcourir par l'air contenu dans le circuit. Dans tous les cas le dispositif permet une retombée rapide et une rupture brusque des contacts. Les retards sont compris entre quelques secondes et quelques minutes (V. hors-texte).

Dans un temporisateur par débit de fluide, on utilise la résistance opposée au passage d'un fluide (liquide ou gazeux) au travers d'un ajutage. Ce temporisateur peut être constitué par une ampoule en verre, de forme spéciale,

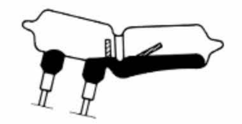


Fig. 18

Contacteur à mercure. Tube temporisé à l'allumage. Pouvoir de coupure : 10 A sous 220 V. Une tresse, dont les deux extrémités sont visibles sur la figure, obture partiellement l'orifice prévu pour l'écoulement du mercure

contenant du mercure (fig. 18). Celui-ci permet d'établir le contact entre deux ou plusieurs électrodes, son écoulement étant gêné par la présence d'une tresse (ainsi, il passe goutte à goutte). Les retards obtenus, compris entre quelques secondes et quelques heures, dépendent de la section de l'orifice.

8.2. Systèmes utilisant des moyens électriques. — La temporisation peut être obtenue en mettant en œuvre une propriété importante des condensateurs, à savoir le fait que la tension à leurs bornes croît exponentiellement lorsqu'ils sont chargés sous une tension constante à travers une résistance et décroît exponentiellement lorsqu'ils se déchargent dans une résistance (V. t. 1, Électricité, chap. 19).

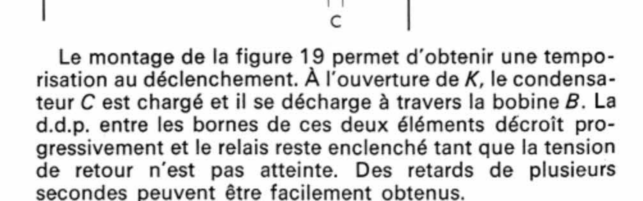


Fig. 19

Relais temporisé au déclenchement

Le montage de la figure 19 permet d'obtenir une temporisation au déclenchement. À l'ouverture de *K*, le condensateur *C* est chargé et il se décharge à travers la bobine *B*. La d.d.p. entre les bornes de ces deux éléments décroît progressivement et le relais reste enclenché tant que la tension de retour n'est pas atteinte. Des retards de plusieurs secondes peuvent être facilement obtenus.

Pour qu'il y ait temporisation à l'enclenchement et au déclenchement, l'ensemble bobine *B* et condensateur *C* peut être placé en série avec une résistance *R* (fig. 20).

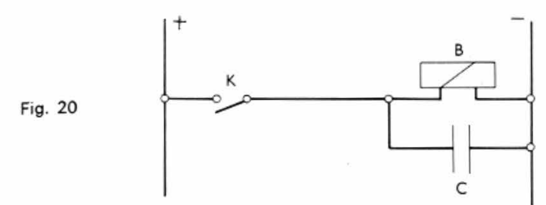


Fig. 20

Après la fermeture de l'interrupteur *K*, la tension aux bornes du condensateur *C* (donc de *B*) augmente progressivement puisqu'il se charge à travers *R* ; l'enclenchement du relais se produit lorsque la tension d'enclenchement est atteinte. Le condensateur étant placé aux bornes de la bobine, le déclenchement est également temporisé.

Si une temporisation à l'enclenchement est seule désirée, il est possible de placer une résistance *R'* en série avec la bobine *B* et de faire en sorte que, lors de l'ouverture de *K*, le condensateur soit placé en parallèle avec *R* (fig. 21) : le courant de décharge ne passe plus dans *B*.

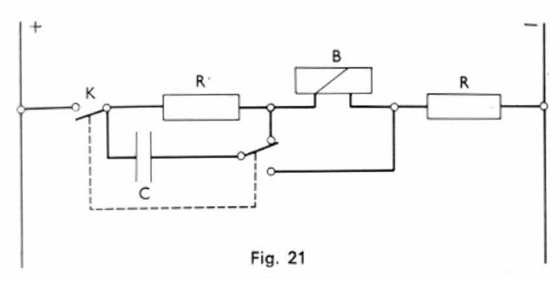


Fig. 21

La temporisation à l'aide d'un circuit résistance-condensateur peut aussi être utilisée dans des montages comportant des éléments semiconducteurs (transistors ou transistors unijonction ; V. t. 1, Électronique, chap. 8 à 11).

Par exemple, dans le montage de la figure 22, le transistor unijonction ne devient conducteur que lorsque le potentiel de son émetteur *E* a dépassé un seuil (tension de pic du transistor unijonction) ; pour un condensateur déterminé,

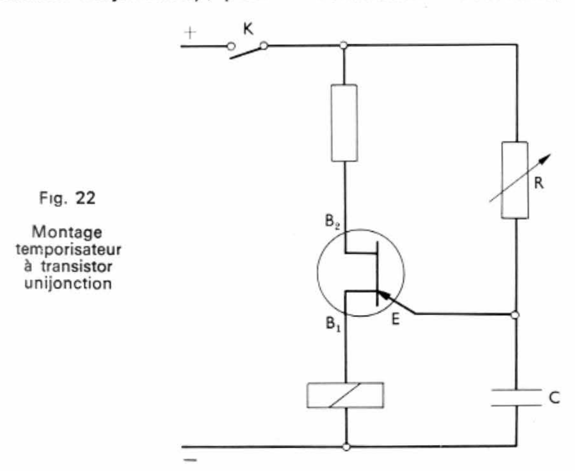


Fig. 22

Montage temporisateur à transistor unijonction

celui-ci est atteint plus ou moins rapidement selon la valeur de la résistance *R*. Il est possible d'obtenir des retards compris entre une fraction de seconde et quelques minutes.

8.3. Systèmes utilisant l'inertie thermique. — Dans certains temporisateurs, on utilise la déformation d'une lame bimétallique sous l'effet d'une élévation de température (fig. 23). Celle-ci résulte du passage du courant, soit directement dans la bilame, soit dans une résistance chauffante entourant la bilame. Lorsque la bilame se déforme lentement, la manœuvre des contacts peut cependant être brusque car un dispositif mécanique à déclic ou un aimant permanent est adjoint à l'ensemble.

Des thermistances (V. t. 1, Électronique, chap. 6) sont parfois utilisées pour obtenir une temporisation à l'enclenchement. Ainsi, dans le montage représenté sur la figure 24,

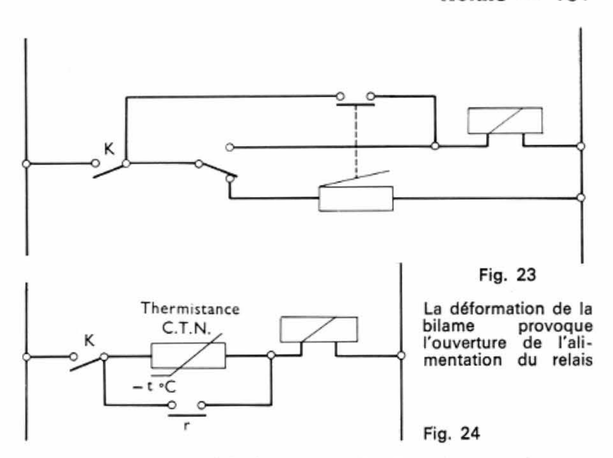


Fig. 23

La déformation de la bilame provoque l'ouverture de l'alimentation du relais

Fig. 24

le courant est faible à la fermeture de *K* car la thermistance à coefficient de température négatif est froide. Elle s'échauffe progressivement, sa résistance diminue et l'intensité du courant croît ; l'attraction du relais se produit lorsque cette intensité atteint la valeur du courant d'appel. Pour assurer le refroidissement de la thermistance durant le fonctionnement du dispositif, celle-ci est court-circuitée au moyen d'un contact à fermeture *r* ; ainsi, même si le circuit est fermé immédiatement après avoir été ouvert, il y aura temporisation (ce ne serait pas le cas si la thermistance n'était pas froide au moment de la fermeture de *K*).

9. RELAIS STATIQUES

La réalisation d'installations de plus en plus complexes a conduit à mettre au point des relais de grande fiabilité dont les performances sont supérieures à celles des relais électromagnétiques. Avec ces derniers, ces performances sont limitées par l'inertie des pièces mécaniques à déplacer, par l'usure des contacts, par la faible résistance aux chocs et aux vibrations. En outre, l'encombrement est assez grand.

Il n'en est pas de même pour les relais statiques qui permettent une miniaturisation très poussée des équipements. Comme ces relais ne comportent aucune pièce mobile, il est possible de les faire fonctionner à des fréquences assez grandes (plusieurs milliers d'hertz). En l'absence de contact, les étincelles de rupture sont éliminées et la durée de vie se trouve fortement augmentée.

Le fonctionnement de nombreux relais statiques repose sur le fait que certains éléments semiconducteurs (transistors, thyristors, etc.) peuvent être rendus conducteurs ou non-conducteurs à volonté. Le passage d'un état à l'autre, comparable à la fermeture ou à l'ouverture d'un interrupteur, peut être commandé au moyen d'un courant, lui-même pouvant être fourni par un capteur. Dans le cas d'un

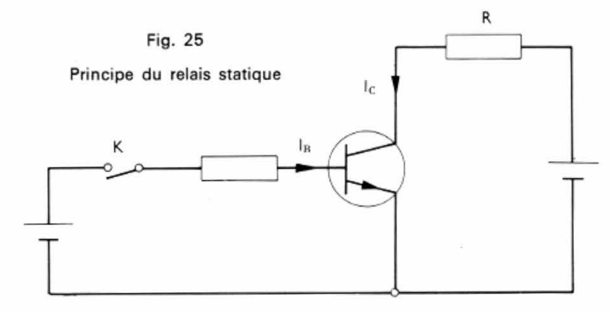


Fig. 25

Principe du relais statique

transistor (fig. 25), l'élément *R* à alimenter est traversé par le courant de collecteur I_C et le courant de base I_B constitue le courant de commande. En l'absence de courant de base, le transistor est bloqué et on peut considérer que *R* n'est pas sous tension (V. t. 1, Électronique, chap. 17).

Les semiconducteurs présentent l'intérêt de n'exiger qu'une faible puissance de commande. Cela explique que les relais statiques puissent être commandés par de nombreux capteurs, éléments sensibles soit à la température,

soit à l'éclairement (l'ensemble est alors appelé photorelais), soit au champ magnétique, etc. Cependant, afin d'obtenir un fonctionnement convenable, un relais statique doit souvent être associé à des circuits d'*adaptation* et à des circuits dits de *mise en forme;* ceux-ci permettent l'obtention de signaux ayant des formes et des amplitudes déterminées (créneaux, dents de scie) à partir de ceux fournis par les capteurs.

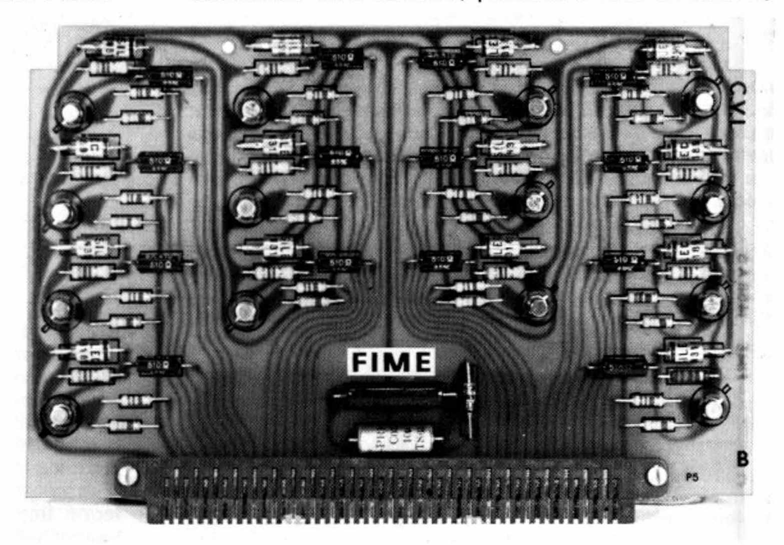


Fig. 26

Exemple de relais statique monté sur carte embrochable (*FIME*)

Pratiquement, un relais statique est un groupement de composants électroniques. Lorsqu'il s'agit d'éléments discrets, ils peuvent être disposés sur un circuit imprimé (fig. 26). De nombreux relais sont des circuits intégrés (tous les éléments sont réalisés dans le même monocristal de semiconducteur) ; ils sont placés dans un boîtier de protection et les picots des connexions sont soudables ou embrochables, ce qui facilite l'interchangeabilité.

L'amplificateur magnétique (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8) est parfois utilisé comme relais statique. Un courant de commande est alors utilisé pour provoquer la saturation d'un circuit magnétique et, par voie de conséquence, la variation de l'inductance d'un bobinage porté par ce circuit (fig. 27). L'appareil à alimenter est placé

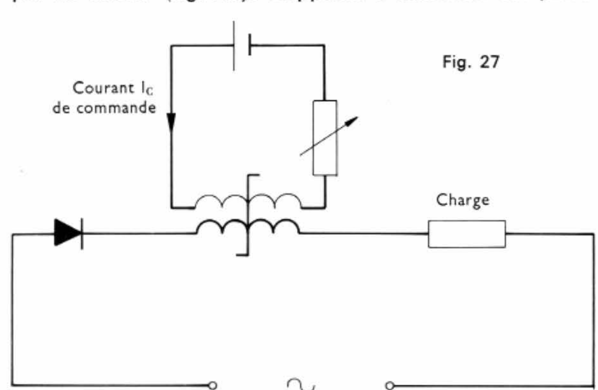


Fig. 27

en série avec cet enroulement ; il est traversé par un courant, seulement lorsque le courant de commande a une intensité suffisante.

L'amplificateur magnétique nécessite une puissance de commande plus grande que les semiconducteurs et il se prête moins à une miniaturisation.

Les relais statiques sont très utilisés dans les automatismes, dans les matériels de comptage et de télécommande (V. t. 2, Automatismes, chap. 7 et 8). Leur sécurité de fonctionnement, même dans des atmosphères corrosives ou explosives, a permis la mise au point d'équipements très complexes.

10. EXEMPLES D'APPLICATIONS DES RELAIS

Les relais qui viennent d'être décrits, seuls ou associés à divers appareils qui permettent de les adapter au circuit à commander ou à contrôler, prennent le nom de relais de tout ou rien, relais de mesure ou relais de protection, selon la fonction pour laquelle ils sont utilisés.

10.1. Relais de tout ou rien. — Un relais de tout ou rien ne peut être placé que dans deux états que l'on peut schématiquement appeler « marche » et « arrêt » ou « fermé » et « ouvert ».

La grandeur d'alimentation d'un tel relais est soit supérieure ou égale à celle pour laquelle il doit agir, soit inférieure ou égale à celle pour laquelle il doit relâcher.

Dans cette catégorie de relais, on distingue les relais instantanés, les relais temporisés, les relais à séquences et les relais intégrateurs.

10.1.1. Relais instantanés. — Ce sont des relais dont les changements d'état ne sont pas retardés intentionnellement.

Parmi ces relais, on trouve :

— *Les relais élémentaires* (c'est-à-dire formés d'un organe moteur et de contacts) ; ils peuvent être insérés dans des circuits à l'aide de languettes embrochables sur une embase (fig. 28), ou au moyen de conducteurs soudés ou connectés par clips. Les relais élémentaires employés dans les automatismes sont souvent directement soudés sur un circuit imprimé.

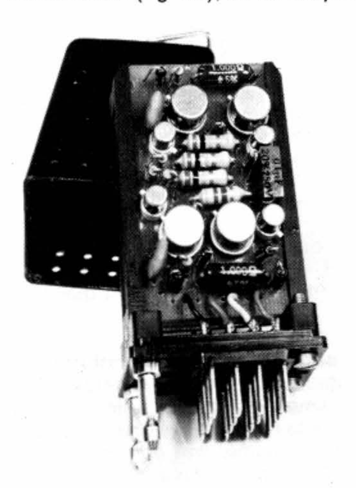


Fig. 28

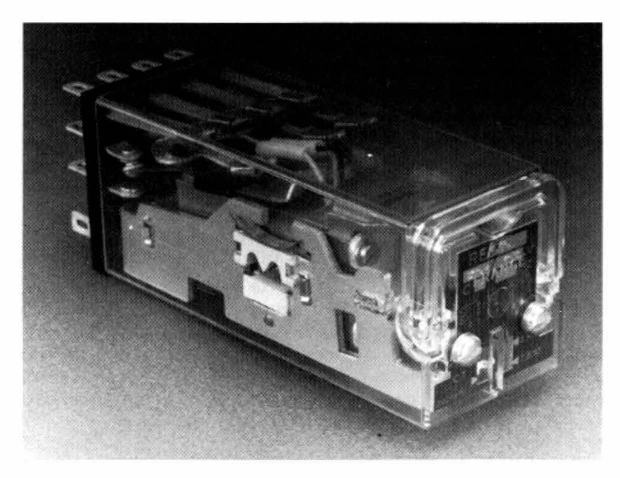
Relais élémentaire embrochable sur un circuit imprimé (*FIME*)

— *Les relais à contact de passage* (fig. 29) qui fournissent un ordre fugitif soit au moment de l'excitation de



Fig. 29

Relais à contact de passage (*Compteurs Schlumberger*)



Relais bistable (*Compteurs Schlumberger*)

leur bobine, soit au moment de la désexcitation. La fonction de passage peut être obtenue à l'aide de moyens mécaniques ou électriques. Un contact de passage à l'appel est un contact qui se ferme momentanément à la mise sous tension du relais. Par exemple, en appuyant sur le bouton *B* (fig. 30), la bobine *A* est alimentée à travers le condensateur *C* et le relais passe instantanément de la position « repos » à la position « travail ». Lorsque le condensateur est chargé, le courant ne circule plus et le relais revient à la position de

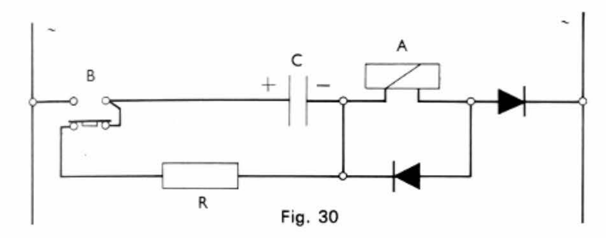


Fig. 30

repos. Le temps d'impulsion dépend donc de la valeur de la capacité *C* ; la commande se faisant par un contact repos-travail, le condensateur est déchargé dans une résistance *R* dès le relâchement de cette commande.

Un contact de passage au relâchement est un contact qui se ferme momentanément à la mise hors tension du relais. La bobine *A* (fig. 31), retardée à l'appel par la

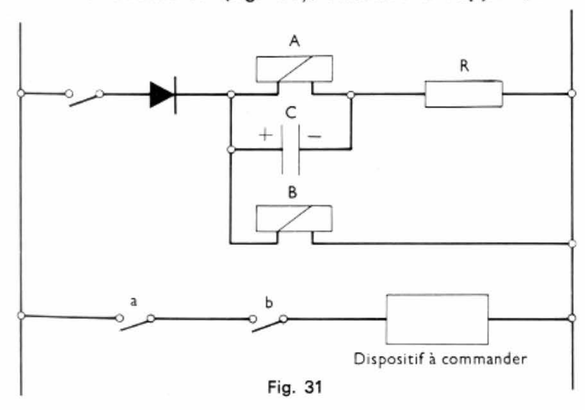


Fig. 31

résistance *R* et à la retombée par le condensateur *C*, est associée électriquement à une bobine *B*. Les contacts commandés par *B* changeant d'état avant ceux commandés par *A*, l'alimentation du circuit se fait seulement pendant l'instant où les deux contacts en série sont fermés simultanément.

Dans les deux cas, on obtient des impulsions de durée comprise entre 0,3 et 0,8 s.

— *Les relais à immobilisation de position ou relais bistables*, qui peuvent être placés dans un état déterminé (parmi deux possibles) et qui restent dans cet état même en cas de coupure de courant (ils représentent des mémoires dites absolues). Un accrochage, réalisé par des moyens mécaniques ou magnétiques, permet de supprimer l'alimentation permanente du relais. La commande des changements d'état se fait au moyen d'impulsions. Le relais à commande électromagnétique est souvent utilisé dans ce cas.

La figure 32 représente un exemple de relais bistable. L'armature mobile *A* porte de petits aimants et elle est solidaire des contacts. Si une impulsion est envoyée dans la

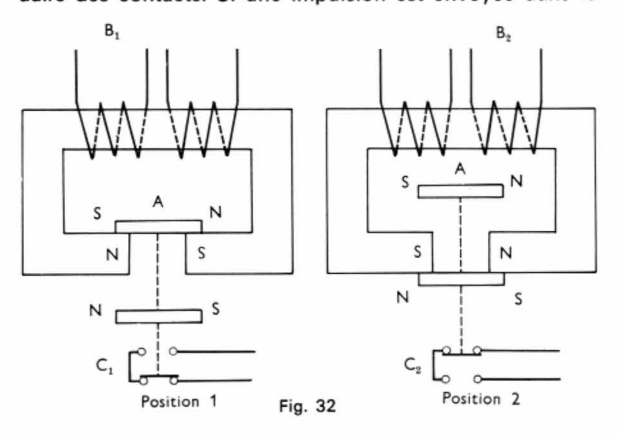


Fig. 32

bobine B_1, l'armature *A* prend la position 1 ; celle-ci conserve cet état même si B_1 n'est plus alimentée ; lorsqu'une impulsion traverse la bobine B_2, l'armature *A* vient occuper la position 2 qui est également stable.

D'autres relais bistables, dits à noyau plongeur (fig. 33), comportent un contre-noyau en acier (à forte induction

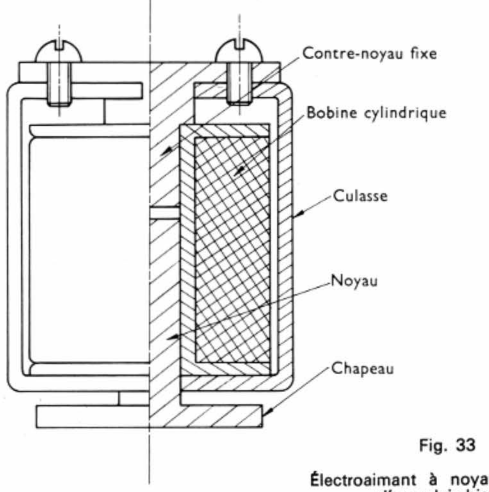


Fig. 33

Électroaimant à noyau plongeur d'un relais bistable

rémanente et à champ coercitif faible) qui joue le rôle d'un aimant après avoir été soumis à un champ magnétique suffisamment grand. La bobine est formée de deux enroulements, l'un alimenté pendant l'appel, l'autre de sens inverse, alimenté pendant la retombée. Une force de rappel très intense permet d'obtenir une séparation brutale des parties fixe et mobile lorsque l'aimantation rémanente est supprimée (action du champ antagoniste).

— *Les relais à lames souples* qui sont également utilisés comme relais instantanés.

— *Les relais téléphoniques* qui permettent d'établir ou d'interrompre un grand nombre de circuits. Ce sont des relais électromagnétiques qui, pour des raisons d'encombrement, se présentent sous deux aspects différents: les relais avec bobines et noyaux cylindriques et les relais avec bobines et noyaux ovales. Les éléments de contact sont supportés par des lames de ressort empilées et séparées par

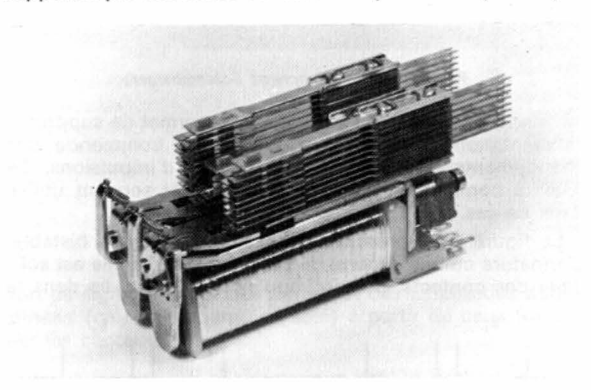


Fig. 34 — Relais téléphonique (*A.O.I.P.*)
En bas: bobine de l'électroaimant
En haut: deux emplacements de contacts

des isolants; elles sont accouplées au voisinage des contacts par un guide en nylon moulé en forme de peigne qui ménage entre elles un écartement fixe. L'extrémité des lames de ressort est séparée en deux parties; chacune supporte une pastille en alliage d'or et d'argent. L'ensemble est fixé sur un bâti de manière à être commandé par le basculement de la partie mobile du circuit magnétique (fig. 34).

10.1.2. Relais temporisés. — Un relais temporisé est un relais dont on a retardé volontairement soit un changement d'état (l'enclenchement ou le déclenchement), soit les deux. Il est constitué d'un élément moteur qui est commandé par un dispositif temporisateur ou qui agit sur celui-ci (fig. 35). On distingue:

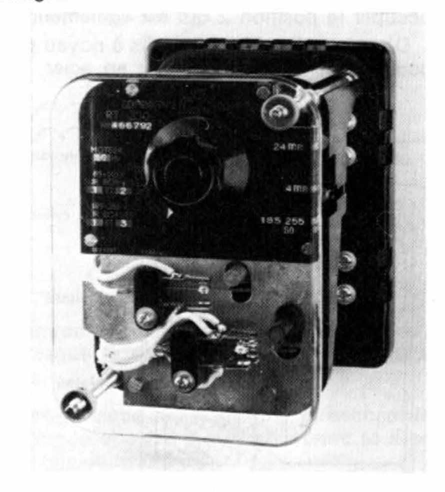


Fig. 35

Relais de tout ou rien temporisé (*Compteurs Schlumberger*)

— les relais à retard constant: le retard est indépendant de la valeur de la grandeur d'influence (fig. 36);

— les relais à retard dépendant de la grandeur d'influence;

— les relais à retard inverse, c'est-à-dire dont le retard décroît quand la valeur de la grandeur d'influence croît.

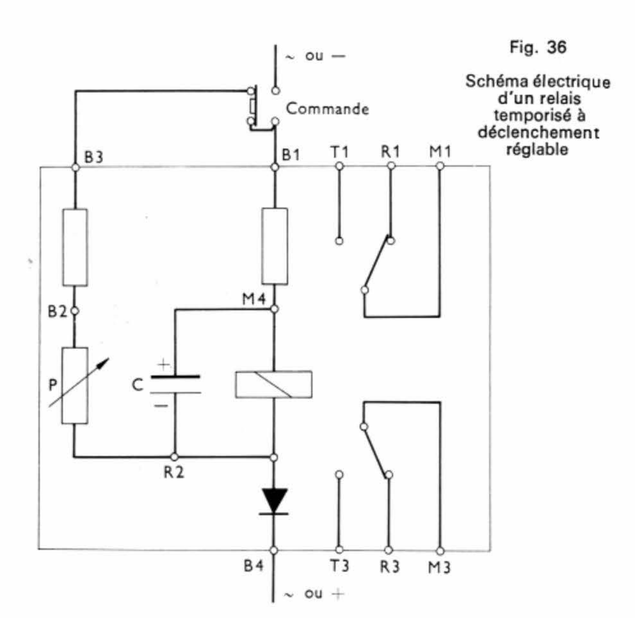


Fig. 36

Schéma électrique d'un relais temporisé à déclenchement réglable

10.1.3. Relais à séquences. — Les relais à séquences réalisent un programme de commutation dans le temps: ils permettent d'ouvrir ou de fermer des circuits à une fréquence déterminée (relais autopériodiques) ou selon un programme déterminé (relais à programme). Suivant que la fréquence de fonctionnement est supérieure ou inférieure à 10 Hz, un relais à autopériodicité est appelé relais *vibrant* ou relais *clignoteur*.

Par exemple, un relais polarisé ultra-rapide peut être un relais vibrant (fig. 37) si la fréquence de la tension d'alimentation est voisine de quelques dizaines de hertz. Il peut alors être utilisé pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue (appliquée en permanence ou

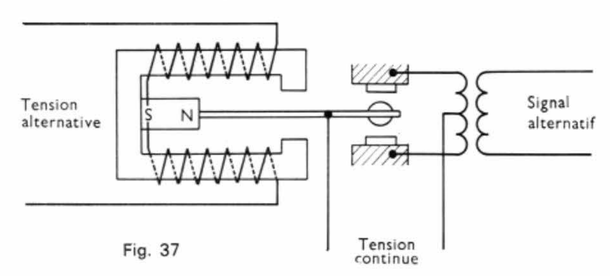


Fig. 37

non). Pour les deux contacts, les temps de fermeture sont égaux grâce à la présence de l'aimant permanent. Il faut que la fréquence de fonctionnement soit la plus éloignée possible de la fréquence de résonance de la partie mobile.

Un relais électromagnétique, dont le circuit d'alimentation de la bobine passe par un contact à ouverture de ce relais, est un relais clignoteur (fig. 38). Sans précaution particu-

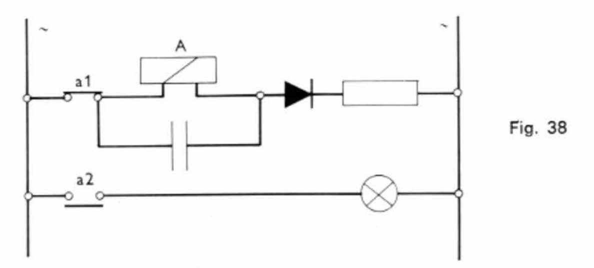


Fig. 38

lière, il fonctionne à la manière d'un relais vibrant: dès qu'on l'alimente, le circuit de la bobine d'excitation *A* est coupé par l'ouverture du contact a_1; dès que l'alimentation est coupée, le contact a_1 reprend sa position initiale et ainsi de suite. Le contact a_2 est donc alternativement ouvert ou fermé. Pour éviter que l'alimentation ne soit interrompue à une fréquence trop grande, on place une résistance en

série avec la bobine et un condensateur en parallèle avec celle-ci ; on provoque ainsi des retards à l'ouverture et à la fermeture du relais. Il est aussi possible d'utiliser deux relais retardés au relâchement (fig. 39), se commandant mutuellement. On peut ainsi agir sur les deux temps du cycle.

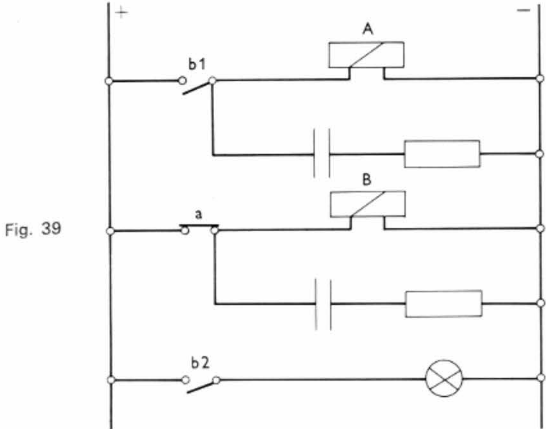


Fig. 39

L'emploi de multivibrateurs à transistors (V. t. 1, Électronique, chap. 17) rend très aisée la réalisation de relais statiques clignoteurs. On rappelle qu'un multivibrateur permet d'obtenir une tension en créneaux à une fréquence facilement réglable. Cette tension, qui est soit égale à une valeur déterminée, soit nulle, peut évidemment être appliquée à un dispositif à commander.

Un relais à programme permet d'obtenir la commande d'enclenchements ou de déclenchements de circuits suivant des séquences prédéterminées. Il peut être à cycle unique ou à cycles renouvelés. Par exemple, pour éviter que la coupure d'une ligne de transport ne soit prolongée inutilement alors que la cause du défaut a disparu (défaut fugitif), un dispositif à relais (fig. 40) permet de remettre automatiquement la ligne sous tension après des essais automatiques. Ce dispositif est constitué d'un relais électromagnétique, dit « d'anti-pompage », qui évite la répétition des enclenchements lorsque le disjoncteur s'ouvre immédiatement après qu'il y a eu réenclenchement (défaut non fugitif), et d'un moteur tournant à vitesse constante. Celui-ci entraîne un tambour sur lequel sont placés des curseurs (dont les positions sont réglables) qui actionnent des contacts de commande. Dans le cas où le disjoncteur ne reste pas enclenché pendant un temps assez long après le dernier essai, l'appareil s'arrête dans une position dite de verrouillage. Le réenclenchement n'est alors possible qu'après suppression du défaut.

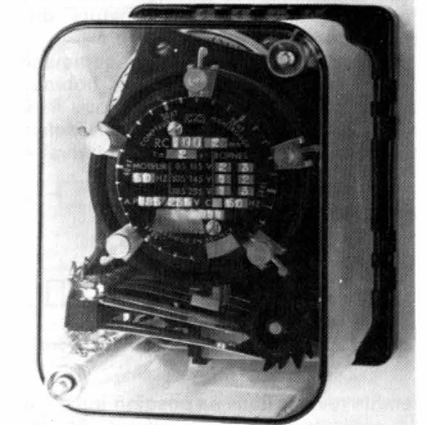


Fig. 40

Relais cyclique (*Compteurs Schlumberger*)

10.1.4. Relais intégrateurs. — Les relais intégrateurs sont utilisés pour ouvrir ou pour fermer un ou plusieurs circuits lorsqu'ils ont reçu un nombre déterminé d'impulsions. Les signaux de commande (courants de fréquence musicale, par exemple) sont acheminés au moyen de lignes lorsque les distances entre émetteurs et récepteurs sont faibles et que ceux-ci sont fixes (commande automatique de postes d'interconnexion) ou par l'intermédiaire d'ondes hertziennes lorsque les postes sont séparés par de grandes distances, ou que l'un d'eux est mobile (téléguidage).

Ces relais se rencontrent notamment dans le système de télécommande centralisée utilisé par É.D.F. pour la commutation automatique des compteurs d'énergie à deux ou trois indicateurs (fig. 41). Par exemple, un compteur à deux indicateurs, qui permet d'enregistrer, d'une part l'énergie consommée durant les heures de nuit (de vingt-deux heures à six heures) et, d'autre part, celle consommée durant les autres heures, peut être commandé par un relais intégrateur. À vingt-deux heures, un signal est envoyé vers le relais et celui-ci change d'état : l'indicateur correspondant aux heures de nuit est alors entraîné par l'élément moteur du compteur. À six heures, d'autres signaux provoquent un nouveau changement d'état et c'est alors le second indicateur qui est entraîné. Les signaux de commande des relais sont des courants de fréquence égale à 175 Hz ; ils sont superposés aux courants du réseau de distribution d'énergie pendant des intervalles de temps déterminés. Ils empruntent les conducteurs mêmes de ce réseau pour parvenir du point d'émission aux divers points de réception. Étant donné l'importance pratique de cette application, on va décrire en détail ce relais intégrateur ; cet exemple permettra également de mettre en évidence la complexité de certains relais.

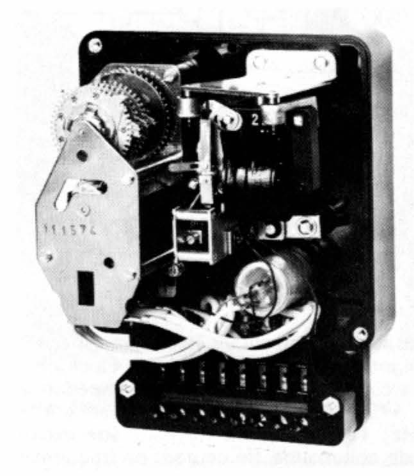


Fig. 41

Relais récepteur (*Compteurs Schlumberger*)

Dans ce relais intégrateur, on peut distinguer un sélecteur des signaux de commande, un sélecteur des intervalles de temps et un ensemble de contacts :

— *Le sélecteur des signaux de commande* comporte notamment un électroaimant : la bobine d'excitation est placée en série avec un condensateur et l'ensemble est disposé entre deux conducteurs du réseau (fig. 42 a et b).

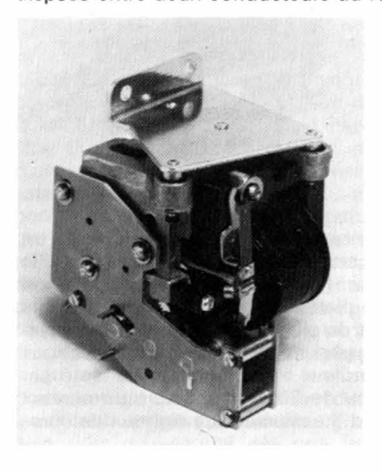


Fig. 42 a

Sélecteur de signaux de commande (*Compteurs Schlumberger*)

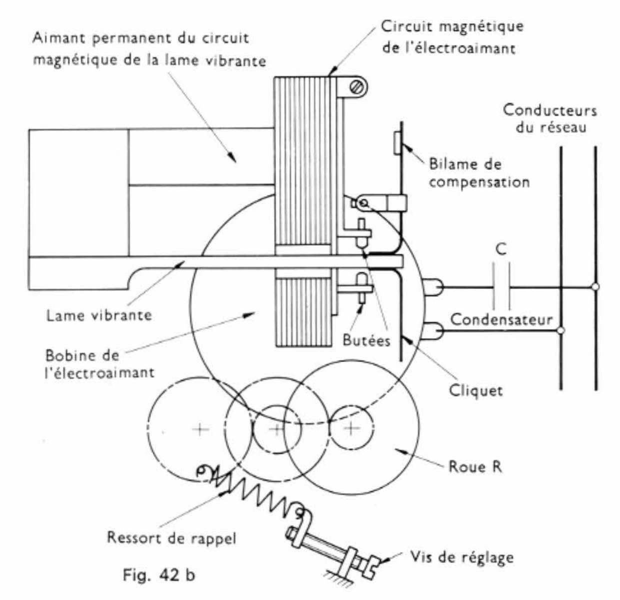
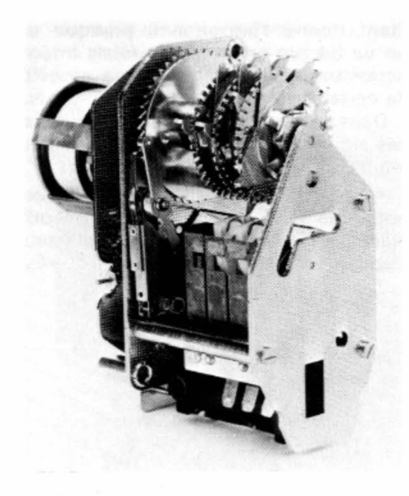
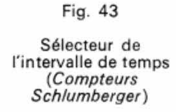


Fig. 42 b

La fréquence de résonance de ce circuit électrique est égale à la fréquence des signaux de commande (V. t. 1, Électricité, chap. 32) ; ainsi, ce circuit présente une faible impédance à la fréquence de 175 Hz et une grande impédance à la fréquence de 50 Hz ; l'électroaimant ne peut être excité que par le courant de commande (le courant de fréquence 50 Hz a une intensité trop faible). Ce circuit résonnant permet donc de réaliser une sélection automatique des signaux de commande qui peuvent être acheminés par les conducteurs du réseau sans que cela présente un inconvénient. L'armature mobile de l'électroaimant est une lame vibrante *L* dont la fréquence de résonance est 175 Hz ; l'influence de la température sur cette fréquence est compensée au moyen d'une bilame. La lame *L* est insérée dans un circuit magnétique qui comporte un aimant permanent, indispensable pour obtenir des oscillations exactement à la fréquence de commande. Un cliquet, fixé sur *L*, entraîne une roue *R* lorsque la lame oscille ; il permet de transformer le mouvement de vibration en un mouvement circulaire. Un ressort de rappel ramène le mécanisme dans la position de repos lorsque la lame *L* n'est plus sollicitée.




Fig. 43

Sélecteur de l'intervalle de temps (*Compteurs Schlumberger*)

— *Le sélecteur des intervalles de temps* comprend un moteur synchrone et un certain nombre de plateaux (fig. 43) entraînés par ce moteur (après qu'une démultiplication ait été réalisée). Chaque plateau comporte quarante et une encoches qui permettent de placer des index de manœuvre (il y en a quatre à six par plateau) dans des positions angulaires déterminées. Le moteur synchrone est alimenté par le réseau (à la fréquence de 50 Hz) à travers un contact dont la fermeture dépend du sélecteur de signaux de commande.

— *Les contacts* sont établis au moyen de chapes : à chaque contact est associée une chape placée devant un plateau, vis-à-vis des index de manœuvre. Pour qu'une chape soit entraînée par un plateau, il faut qu'un levier *L*, solidaire de la chape, ait été placé dans une position convenable (fig. 44 a et b). Cela est réalisé au moyen d'un

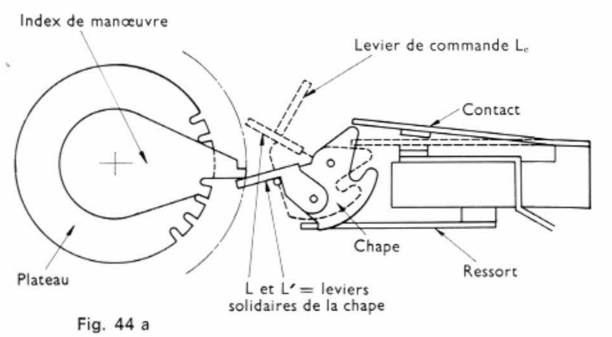


Fig. 44 a

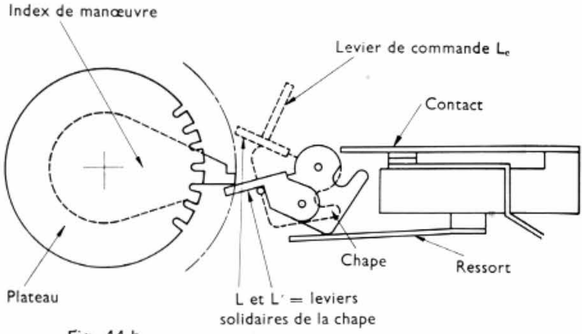
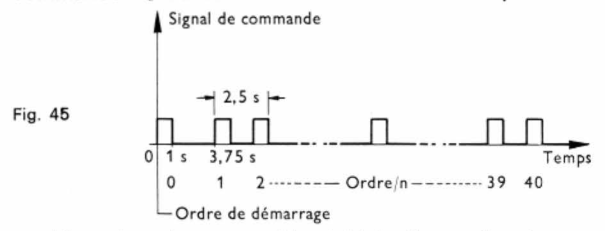


Fig. 44 b

levier de commande L_c qui est actionné par le sélecteur des signaux de commande. Pratiquement, chaque contact est sous la dépendance de deux leviers *L* et *L'* assurant l'un, l'ouverture et l'autre, la fermeture du contact ; ils sont commandés par le même levier L_c.

Lorsqu'un premier signal de commande, appelé *ordre de démarrage* (fig. 45), traverse la bobine de l'électroaimant, la lame vibre et fait tourner la roue *R*. Celle-ci agit sur un mécanisme qui provoque le basculement du levier de commande L_c du sélecteur d'intervalles de temps. L'en-

Fig. 45



semble revient dans sa position initiale dès que les signaux de commande sont supprimés. En revanche, le moteur synchrone, qui a été mis sous tension lors de cette commande, continue à fonctionner car un contact permet son alimentation pendant la durée d'un cycle (c'est-à-dire même après la suppression de l'ordre de démarrage). Les plateaux portant les index de manœuvre tournent alors à vitesse constante et l'index, placé dans l'encoche de numéro *n*, se trouve en face d'une chape à l'instant où le signal de commande, correspondant à l'ordre *n* du code de commande, peut être émis. Si ce signal est reçu par le sélecteur des signaux de commande, un levier (*L* ou *L'*) de la chape est basculé et celle-ci est entraînée par l'index de manœuvre considéré : il y a alors ouverture ou fermeture d'un contact selon que le levier de manœuvre est prévu pour l'une ou l'autre de ces opérations.

10.2. Relais de mesure ou de protection. — De nombreux relais sont utilisés dans des dispositifs de mesure ou de protection.

10.2.1. Relais à maximum ou à minimum de courant ou de tension. — Pour établir ou pour interrompre un circuit lorsque le courant qui le traverse ou lorsque la tension appliquée à ses bornes atteint une valeur déterminée en croissant, il est possible d'utiliser des relais à maximum de courant ou de tension (fig. 46). Des relais à minimum de courant ou de tension permettent d'obtenir le même résultat lorsque courant ou tension atteignent des valeurs déterminées en décroissant.

Ce processus se répète jusqu'à ce que la totalité du rhéostat soit éliminée.

Un relais à maximum de courant à double action peut être utilisé (fig. 48) :

— en relais instantané pour la protection contre les fortes surcharges ou les courts-circuits ;

— en relais à temps constant pour la protection des circuits dont on veut éviter l'élimination en cas de surcharges faibles et de courtes durées.

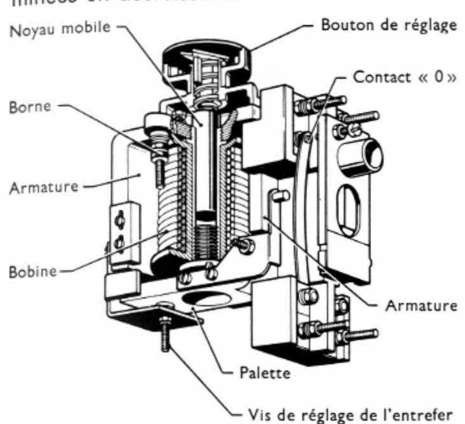


Fig. 46 — En cas de surintensité, le noyau mobile est attiré : la palette est alors repoussée et le contact « O » est ouvert

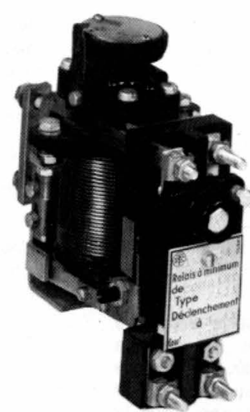


Fig. 47 — Relais à minimum (*La Télémécanique Électrique*)

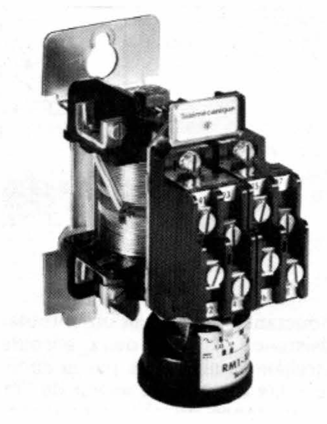


Fig. 48 — Relais à maximum (*La Télémécanique Électrique*)

Un relais de courant est monté en série dans l'installation si celle-ci est traversée par un courant suffisamment faible ; il est alimenté par l'intermédiaire d'un transformateur de courant dans les autres cas et également lorsqu'il s'agit d'installations de moyenne ou haute tension. Les relais de tension sont montés en dérivation aux bornes d'une installation, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un transformateur de potentiel (cas des installations de moyenne ou haute tension).

C'est un relais électromagnétique dont la partie mobile comporte deux éléments :

— d'une part, une palette attirée instantanément en cas de grandes surintensités et qui agit directement sur un contact ;

— d'autre part, un rotor de moteur asynchrone mis en mouvement lorsque le seuil de réglage est atteint. Ce rotor entraîne une vis sans fin qui engrène sur une roue dentée, seulement lorsque le rotor s'est centré par rapport au circuit magnétique. Les contacts ne seront commandés qu'un temps déterminé et constant après la rotation du dernier engrenage.

Fig. 49

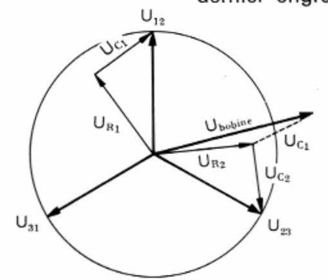
Réseau

1 2 3

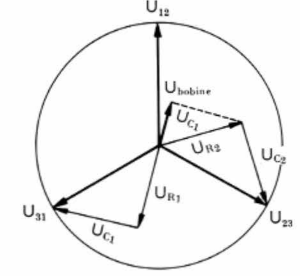
B1 B2 B3

R1 C1 R2 C2

Schéma électrique d'un relais pour le contrôle de l'ordre de succession des phases



Phases 1 - 2 - 3 sur B1 - B2 - B3



Phases 1 - 2 - 3 sur B1 - B3 - B2

Principe de fonctionnement

Bonne liaison B1-1, B2-2, B3-3 : relais excité car la tension aux bornes de la bobine est suffisamment grande. Mauvaise liaison B1-1, B2-3, B3-2 : relais non excité car la tension aux bornes de la bobine est trop faible

Un relais à minimum de courant (fig. 47) peut être utilisé pour le contrôle du démarrage d'un moteur asynchrone à rotor bobiné. On rappelle qu'au moment du démarrage, un tel moteur serait traversé par un courant très intense si l'on ne plaçait pas des résistances en série avec l'enroulement rotorique. Celles-ci sont éliminées progressivement, au fur et à mesure que la vitesse du moteur augmente car elles sont inutiles pour le fonctionnement en régime normal. Des contacteurs de démarrage sont utilisés dans ce but ; leur manœuvre dépend d'un relais à minimum de courant : lorsque la pointe de courant correspondant à une période de démarrage est amortie, le relais, qui avait été placé instantanément en position de travail lors de la mise sous tension, change d'état, commandant la mise en court-circuit d'une portion du rhéostat de démarrage par un contacteur.

Un relais à minimum de tension permet notamment le contrôle de l'ordre de succession des phases d'une installation triphasée. C'est un relais électromagnétique qui peut être alimenté sous une tension prise entre deux points d'un montage comportant des résistances et des condensateurs de valeurs déterminées, montage relié aux trois bornes d'un réseau triphasé. Lorsque l'ordre de succession des phases est celui pour lequel l'ensemble est adapté, le relais est excité et, par ses contacts, il permet l'alimentation des circuits d'utilisation. Au contraire, pour un sens différent (positions de deux fils de liaison inversés) ou en cas de coupure d'une phase, il revient en position repos et ces mêmes circuits sont alors interrompus (fig. 49).

Un relais à maximum de tension est utilisable pour la protection de certains réseaux (dits à neutre isolé) contre les défauts entre phase et terre. Il assure l'alimentation de dispositifs de sécurité dès que la d.d.p., entre un point

neutre artificiel (point commun à trois condensateurs couplés en étoile) et la terre, dépasse une valeur déterminée.

Un relais de fréquence (à minimum ou à maximum) est utilisé pour le contrôle de la fréquence de la tension d'alimentation d'une installation. C'est un relais d'induction à disque. Il comporte (fig. 50) un électroaimant à deux enroulements, un enroulement *A* à grand nombre de spires connecté en série avec un ensemble condensateur-

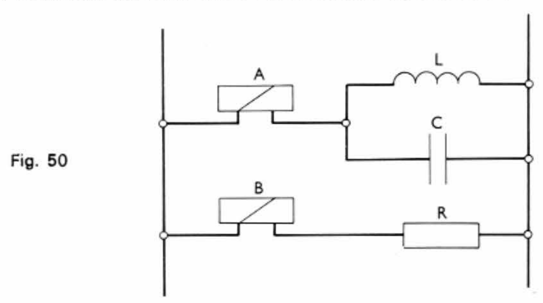


Fig. 50

inductance variable et un enroulement *B* en série avec une résistance *R*. Ces deux enroulements sont montés en parallèle et alimentés par le circuit à contrôler. Le réglage consiste à ajuster la valeur de l'inductance jusqu'à obtenir la résonance du circuit condensateur-inductance pour la fréquence *f* désirée. Le flux produit par l'enroulement *A* est alors en concordance de phase avec celui produit par l'enroulement *B*, seulement si la fréquence est égale à *f*: le couple auquel est soumis le disque est nul uniquement dans ce cas. Si la fréquence de la tension d'alimentation varie, le disque est soumis à un couple moteur, il tourne dans un sens ou dans l'autre selon que la fréquence croît ou diminue. Cela permet d'établir ou d'interrompre des circuits de réglage.

10.2.2. Relais différentiels. — Un relais différentiel est sensible à la différence de deux courants. Il trouve son utilisation dans des systèmes de protection de machines (alternateurs, transformateurs) ou de lignes de distribution d'énergie lorsqu'il faut comparer deux grandeurs (tensions ou courants), l'une d'entrée et l'autre de sortie, qui devraient être égales.

De nombreux relais différentiels comportent deux électro-

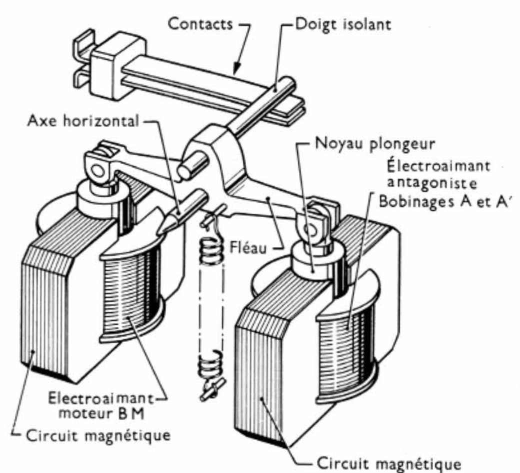


Fig. 51 — La liaison entre le bobinage de l'électroaimant moteur et le point milieu du bobinage de l'électroaimant antagoniste n'est pas représentée

aimants dont les circuits magnétiques, à noyau plongeur, sont articulés à chacune des extrémités d'un fléau pivotant en son centre; l'ensemble est appelé *balance électromagnétique* (fig. 51). Des contacts à ouverture ou à fermeture sont portés par ce dispositif; ils sont maintenus en position de repos par un ressort qui permet d'exercer un faible couple antagoniste. L'électroaimant moteur est excité par un enroulement de *N* spires, parcouru dans des sens opposés par les courants i_1 et i'_1 (fig. 52); l'électroaimant antagoniste est excité au moyen de deux enroulements, de *n* spires chacun, traversés l'un par le courant i_1 et l'autre par le courant i'_1. Tout se passe donc comme si les intensités des courants étaient respectivement $(i_1 - i'_1)$ pour le premier électroaimant et $(i_1 + i'_1)$ pour le second. Le fonctionnement du relais dépend donc de cette différence et de cette somme ainsi que du rapport $\frac{n}{N}$ des nombres de spires des enroulements inducteurs.

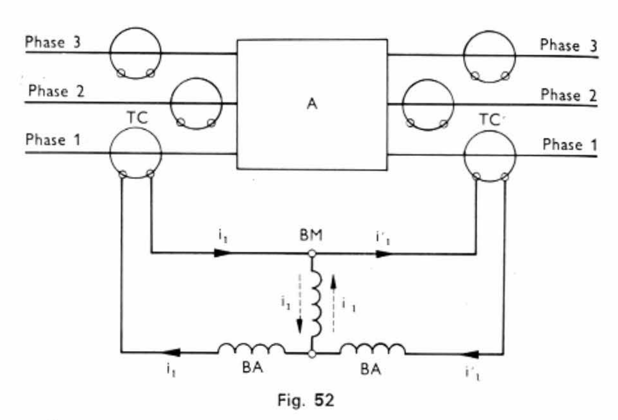


Fig. 52

A: Élément à protéger
TC-TC': Transformateurs de courant
i_1: Courant en amont
i'_1: Courant en aval
BM: Bobine de l'électroaimant moteur
BA-BA': Bobines de l'élément utilisé pour obtenir un couple antagoniste

La figure 52 montre un exemple de protection réalisée à l'aide d'un relais différentiel. Sur chaque phase se trouvent deux transformateurs de courant identiques, *TC* et *TC'*, placés l'un en amont et l'autre en aval de l'élément à contrôler; ils alimentent les enroulements d'un même relais. Ils sont branchés de façon à obtenir des courants de sens convenables; ainsi, pour la phase 1, à chaque instant, le moment du couple moteur est proportionnel à la différence $(i_1 - i'_1)$ et celui du couple résistant est proportionnel à la somme $(i_1 + i'_1)$. Lorsque le fonctionnement de l'élément est normal, les courants i_1 et i'_1 sont égaux, les moments ont même module et le fléau est en équilibre. Si un défaut apparaît, les courants i_1 et i'_1 sont différents et l'armature mobile du relais est soumise à un couple moteur. S'il est suffisamment grand, plus précisément si sa valeur est comprise dans le domaine d'action du relais, il y a établissement ou interruption des circuits de commande de l'élément protégé.

De nombreux autres relais ont été mis au point: sans exagérer, on peut dire qu'il y en a autant que d'utilisations. Il n'est pas possible de les décrire tous et ces exemples ont été choisis dans le but de montrer quelques réalisations importantes. Si la complexité de certains relais a pu étonner, il faut surtout retenir leur souplesse d'emploi et le grand intérêt qu'ils présentent dans des installations électriques, particulièrement dans des équipements pour automatismes.

MESURES ET APPAREILS DE MESURE ÉLECTRIQUES

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRALITÉS SUR LES MESURES DÉFINITIONS

1. MESURAGE D'UNE GRANDEUR

Mesurer une grandeur, c'est la comparer à une grandeur de même espèce prise comme référence. Cette dernière constitue une *unité de mesure;* l'ensemble des unités de mesures légales forme un système appelé système SI (système international ; V. t. 1, Préliminaires, chap. 2).

En métrologie, domaine des connaissances relatives aux mesurages, le mot *mesure* a de nombreuses significations qu'il importe de préciser dès maintenant ; il peut désigner :

— une valeur : la mesure d'une distance est de 100 mètres ;
— un résultat : mesure approchée à 1 % près ;
— une action : réaliser une mesure électrique ;
— un instrument : une mesure de capacité.

Pour éviter toute ambiguïté, il est préférable de parler respectivement de valeur d'une grandeur, de résultat de mesurage, de mesurage et de mesure matérialisée. Toutefois, lorsque aucune confusion n'est possible, on appelle *mesure* l'expression d'un résultat de mesurage.

2. LES ÉTALONS

Un étalon est un instrument de mesurage destiné à définir ou matérialiser, conserver ou reproduire l'unité de mesure d'une grandeur (ou un multiple ou un sous-multiple de cette unité). Selon l'usage qui en est fait, plusieurs sortes d'étalons sont fabriquées. Pour une grandeur déterminée, l'*étalon primaire* est celui qui présente les plus hautes qualités métrologiques ; il n'est jamais utilisé directement pour des mesurages en dehors de sa comparaison avec des *étalons secondaires*. À partir d'un étalon secondaire sont réalisés des *étalons de travail* qui sont utilisés pour vérifier les instruments de mesurage.

3. ERREURS DES RÉSULTATS DE MESURAGES

On appelle *erreur de mesurage* la discordance entre le résultat du mesurage et la valeur de la grandeur mesurée. Cette valeur peut être la *valeur vraie* ou, si celle-ci n'est pas connue (cas le plus fréquent), la *valeur conventionnellement vraie de la grandeur*, ou encore la *moyenne arithmétique des résultats* d'une série de mesurages. Cette discordance peut avoir des causes variées et, en général, on ne peut en déterminer qu'une limite supérieure, appelée *incertitude de mesurage*.

3.1. Erreur systématique. — C'est une erreur qui reste *constante en valeur absolue et en signe lorsque plusieurs mesurages d'une même grandeur fixe sont réalisés dans les mêmes conditions.*

Les causes des erreurs systématiques peuvent être connues ou non. Si une telle erreur peut être déterminée par le calcul ou par l'expérience, on apporte une correction appropriée au résultat du mesurage. Si une erreur systématique ne peut pas être déterminée mais si sa valeur peut être supposée suffisamment petite par rapport à l'imprécision de mesurage, on la traite comme une erreur fortuite ; au contraire, si elle est supposée très supérieure à l'imprécision de mesurage, elle est évaluée approximativement et prise en compte dans le calcul de l'erreur.

Exemple d'erreur systématique : mesurage d'une masse à l'aide d'une masse marquée supposée égale à 1 kg, alors que sa masse vraie est 1,005 kg.

3.2. Erreur fortuite. — C'est une *erreur qui varie de façon imprévisible en valeur absolue et en signe lorsqu'on effectue un grand nombre de mesurages d'une même grandeur dans des conditions pratiquement identiques.* On ne peut pas tenir compte d'une erreur fortuite en apportant une correction au résultat brut du mesurage. À la fin d'une série de mesurages, on peut seulement fixer une limite supérieure pour cette erreur.

Une erreur fortuite est souvent appelée *erreur accidentelle* ou *erreur aléatoire*.

3.3. Erreur parasite. — C'est une erreur souvent grossière qui *résulte d'une exécution incorrecte du mesurage.*

Par exemple, elle peut être due à une lecture fausse, ou à l'usage d'un instrument devenu défectueux, ou encore au mauvais emploi d'un instrument.

3.4. Erreur partielle. — Au cours d'un mesurage déterminé plusieurs erreurs peuvent être commises : erreur due à l'appareil de mesurage, erreur due aux accessoires de l'appareil de mesurage, erreur de lecture, etc. Ces erreurs sont appelées **erreurs partielles.** *L'incertitude de mesurage doit permettre de tenir compte de toutes les erreurs partielles en les composant* selon une certaine loi qui sera exposée par ailleurs (V. ci-après § 4).

3.5. Erreur absolue. — C'est la *différence algébrique dx entre le résultat du mesurage x et la valeur de comparaison* qui peut être la valeur vraie x_v ou conventionnellement vraie, ou la moyenne arithmétique $\bar{x}$ des résultats d'une série de mesurages. Dans le premier cas, l'erreur absolue est dite *véritable* ($dx = x - x_v$) ; dans le deuxième, elle est dite *apparente* ($dx = x - \bar{x}$).

3.6. Erreur relative. — C'est le *quotient de l'erreur absolue et de la valeur de comparaison utilisée pour le calcul de l'erreur absolue* $\left(\dfrac{dx}{x_v} \text{ ou } \dfrac{dx}{\bar{x}}\right)$.

3.7. Écart quadratique moyen ou écart-type. — Dans une série de n mesurages d'une même grandeur, on caractérise la dispersion des résultats obtenus par *l'écart quadratique moyen s* qui est donné par la formule suivante :

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$$

si l'on désigne par x_i le résultat de mesurage de numéro i ($i = 1, 2, 3, \ldots, n$) et par $\bar{x}$ la *moyenne arithmétique* des n résultats considérés.

Si l'on réalise p séries de mesurages, on peut aussi définir l'*écart quadratique moyen* (*écart-type*) *de la moyenne arithmétique d'une série de mesurages* s_r :

$$s_r = \frac{s}{\sqrt{p}}$$

Cet indice caractérise la dispersion de la moyenne arithmétique de la série de mesurages.

Remarque : l'augmentation du nombre de mesurages permet de diminuer l'importance des erreurs fortuites et une moyenne des résultats peut être acceptée comme résultat d'une série de mesurages.

4. INCERTITUDES. LOI DE COMPOSITION

L'obtention d'un résultat de mesurage d'une grandeur x peut nécessiter une ou plusieurs opérations. Le mesurage d'une tension se réduit à une lecture sur un voltmètre, tandis que celui d'une résistance par une méthode voltampèremétrique (V. chap. 15) impose une lecture U sur un voltmètre et une autre I sur un ampèremètre, le résultat étant donné par le quotient $\dfrac{U}{I}$. Le premier mesurage est dit *direct*, tandis que le second est dit *indirect* car le résultat est obtenu en combinant, selon une loi déterminée, des résultats de mesurages directs.

Pour un mesurage direct, la limite supérieure de l'erreur doit être évaluée en tenant compte du matériel utilisé et des conditions expérimentales. L'incertitude de mesurage dépend de la classe de précision de l'appareil et de la précision avec laquelle la lecture peut être faite.

Pour un mesurage indirect, il faut rechercher les incertitudes correspondant aux divers résultats de mesurages directs à combiner et ensuite déterminer l'incertitude totale en considérant le cas où les erreurs ne se compensent pas (cas le plus défavorable). Dans le cas d'une somme ou d'une différence, on montre que l'incertitude absolue Δx est inférieure ou égale à la somme des incertitudes absolues :

$$x = x_1 + x_2 + x_3 + \ldots$$
$$\Delta x \leqslant \Delta x_1 + \Delta x_2 + \Delta x_3 + \ldots$$

Dans le cas d'un produit (ou d'un quotient) de grandeurs indépendantes, il est souvent nécessaire de chercher l'erreur commise à l'aide d'un procédé mathématique et de déduire ensuite l'incertitude comme on va le voir à présent.

D'une façon générale, si une grandeur y est fonction de plusieurs autres a, b, c indépendantes, elle peut être assimilée à une fonction de plusieurs variables $y = f(a, b, c)$. Les erreurs da, db, dc sur les variables étant très petites devant les valeurs respectives de ces variables, on peut les considérer comme des éléments différentiels et l'erreur entachant y est égale à la différentielle dy de la fonction $f(a, b, c)$.

$dy = da \times$ dérivée partielle de y par rapport à a
$+ db \times$ dérivée partielle de y par rapport à b
$+ dc \times$ dérivée partielle de y par rapport à c

ce que l'on écrit symboliquement sous la forme suivante (V. t. 1, Mathématiques, chap. 19) :

$$dy = \frac{\partial y}{\partial a} da + \frac{\partial y}{\partial b} db + \frac{\partial y}{\partial c} dc$$

L'incertitude absolue Δy, limite supérieure de l'erreur, est obtenue en considérant que toutes les erreurs s'ajoutent, c'est-à-dire que tous les termes de la somme sont positifs :

$$\Delta y \leqslant \left|\frac{\partial y}{\partial a}\right| \Delta a + \left|\frac{\partial y}{\partial b}\right| \Delta b + \left|\frac{\partial y}{\partial c}\right| \Delta c$$

Δa, Δb, Δc étant les incertitudes avec lesquelles a, b et c sont connus. L'application de ce résultat montre que dans le cas de produits et de quotients de grandeurs indépendantes, l'incertitude relative $\dfrac{\Delta y}{y}$ est égale à la somme des incertitudes relatives.

$$y = ab \Rightarrow \frac{\Delta y}{y} = \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b}$$
$$y = \frac{a}{b} \Rightarrow \frac{\Delta y}{y} = \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b}$$

5. ERREURS, QUALITÉS, CLASSE DE PRÉCISION DES APPAREILS DE MESURE ÉLECTRIQUES

5.1. Erreur de base, erreur complémentaire. — Les erreurs de mesurage dépendent d'un certain nombre de grandeurs dites d'influence comme, par exemple : la température, la pression, la position de l'appareil, le champ magnétique, etc. L'*erreur de base* d'un appareil de mesure électrique est celle qui est introduite lorsqu'on utilise cet appareil dans des conditions dites de référence, fixées par le constructeur. Au contraire, les *erreurs complémentaires* sont celles qui proviennent du fait que les valeurs des grandeurs d'influence sont différentes de celles qui correspondent aux conditions de référence.

Pour un appareil électromécanique, les principales erreurs de base sont dues aux frottements d'éléments mobiles sur des parties fixes, à l'inertie mécanique, à l'inertie thermique, à des erreurs de lecture, notamment à l'*erreur de parallaxe* (si l'index est à une certaine distance de la surface de l'échelle et que l'observateur ne peut se placer normalement à cette surface). Une courbe d'étalonnage est fournie par le constructeur pour les appareils de qualité : elle exprime la correspondance entre les valeurs de la grandeur mesurée et les valeurs indiquées par l'appareil. Éventuellement, des courbes de corrections permettent de corriger les résultats obtenus lorsqu'une ou plusieurs grandeurs d'influence ne sont pas dans les conditions de référence.

5.2. Qualités d'un appareil de mesure. — Plusieurs qualités sont à considérer pour juger un appareil de mesure.

La **justesse** caractérise l'aptitude d'un appareil à donner des indications égales à la valeur vraie de la grandeur mesurée, c'est-à-dire non entachées d'erreurs systématiques.

La **fidélité** caractérise l'aptitude d'un appareil à donner des indications concordantes, donc non entachées d'erreurs fortuites *pour une même grandeur mesurée*.

La **sensibilité** exprime quelle est la plus petite quantité dx qui peut être mesurée pour une valeur déterminée x de la grandeur mesurée. Cette sensibilité peut être constante le long de l'échelle. On remarquera que la sensibilité est d'autant plus grande que le nombre dx est faible.

L'**hystérésis** ou **réversibilité** caractérise l'aptitude d'un appareil à donner la même indication lorsqu'on atteint une même valeur de la grandeur mesurée par valeurs croissantes ou par valeurs décroissantes.

Le **temps de réponse** d'un appareil est le temps qui s'écoule entre une variation brusque de la grandeur à mesurer et l'instant où l'instrument donne une indication définitive de la nouvelle valeur de la grandeur.

La **précision** d'un appareil de mesure est égale au rapport $\frac{dx}{x}$ de l'erreur globale dx et de la valeur x de la grandeur à mesurer. Elle caractérise la qualité d'un instrument du point de vue des erreurs; la précision est d'autant plus grande que les indications sont plus proches de la valeur vraie (c'est-à-dire que dx est petit).

5.3. Étendue de mesure, calibre d'un appareil. — L'étendue de mesure d'un appareil est l'ensemble des valeurs pour lesquelles les indications obtenues ne sont pas entachées d'une erreur supérieure à l'erreur maximale tolérée. Certains instruments peuvent avoir plusieurs étendues de mesure.

Le **calibre** d'un appareil est la valeur de la grandeur à mesurer qui correspond à la limite supérieure de l'*étendue de mesure*. Par exemple, pour un ampèremètre, si cette limite supérieure est 5 A, on dit que son calibre est de 5 A.

5.4. Classe de précision. — Un appareil de mesure (et ses accessoires) est caractérisé au moyen d'un nombre, appelé *indice de classe*. Celui-ci représente la limite *supérieure de l'erreur absolue intrinsèque* (c'est-à-dire due à l'appareil seul, utilisé dans les conditions de référence) exprimée *en centièmes de la plus grande indication que peut donner l'appareil*. Ainsi, par exemple, un ampèremètre de classe 0,2 est un appareil dont l'erreur absolue intrinsèque ne dépasse pas 0,2 % de son indication la plus grande, lorsqu'il est utilisé dans des conditions normales. Si cet ampèremètre comporte 100 divisions, cette erreur absolue intrinsèque est donc égale ou inférieure à $\frac{0,2}{100} \times 100 = 0,2$ division. Pour un appareil à plusieurs calibres, ce résultat reste le même quel que soit le calibre; en revanche, l'expression de cette erreur en ampères change avec celui-ci puisque 0,2 division d'une graduation qui en comporte 100 représente $\frac{0,2}{100}$ du calibre (0,002 A pour le calibre 1 A; 0,01 A pour le calibre 5 A). Les valeurs des indices de classe sont fixées par la norme NF C 42-100. Des appareils de même indice de classe sont dits de même *classe de précision*. Les appareils de classe 0,1 ou 0,2 sont dits *étalons;* ceux de classe 0,5 sont des *appareils de laboratoire*. Les appareils de classe 1,5 ou 2,5 sont des *appareils de contrôle*.

5.5. Surcharges, tension d'épreuve. — Volontairement ou non, la valeur de la grandeur d'entrée d'un appareil de mesure (ou de ses accessoires) peut être supérieure au calibre : il y a *surcharge*. On définit des valeurs de *surcharges admissibles*, valeurs pour lesquelles l'instrument ne subit aucun dommage.

La *surcharge continue* est celle que peut supporter sans dommage l'appareil pendant une durée de deux heures au moins. D'une manière générale, elle est égale à 120 % du calibre (norme NF C42-100).

De même qu'il peut subir une surcharge, un appareil de mesure électrique peut être utilisé sur un circuit dont le potentiel est très élevé par rapport à la masse. La *tension d'épreuve diélectrique* est la tension maximale admissible entre le circuit de mesure et la masse de l'appareil. Cette valeur est indiquée sur l'appareil.

6. LES MÉTHODES DE MESURES ÉLECTRIQUES

6.1. Les méthodes de déviation. — Ce sont les méthodes dans lesquelles la lecture de la déviation d'un appareil de mesure fournit le résultat du mesurage. Le plus souvent, les appareils indicateurs mettent en œuvre les effets magnétiques, thermiques, chimiques, etc. des courants électriques. La classe de précision de tels appareils ne peut être inférieure à 0,2.

6.2. Les méthodes de comparaison. — La grandeur à mesurer est comparée à une grandeur connue, de même nature ou non. De telles méthodes nécessitent l'emploi d'un appareil de mesure, mais celui-ci ne sert qu'à repérer une déviation et par conséquent, sa classe de précision importe peu : seule sa sensibilité est à considérer. La précision de telles méthodes peut être très grande, en particulier si la grandeur connue utilisée pour la comparaison est une grandeur étalon.

6.3. Les méthodes d'opposition. — Dans de telles méthodes, on oppose deux tensions ou deux f.é.m, l'une étant la grandeur à mesurer (ou une grandeur proportionnelle) et l'autre étant choisie comme grandeur de référence. Un appareil de mesure permet de vérifier que les deux tensions sont égales.

De telles méthodes sont encore appelées *méthodes de zéro* car, lorsque le réglage est terminé, aucun courant ne traverse l'appareil de mesure. Celui-ci peut donc être de très faible calibre, donc de très grande sensibilité. Ces méthodes permettent d'obtenir des mesurages de très bonne précision.

6.4. Les méthodes absolues. — L'emploi de ces méthodes impose de rattacher la grandeur à mesurer et les grandeurs fondamentales du système d'unités en utilisant des relations théoriques ou conventionnelles. Elles permettent d'obtenir des mesurages d'une extrême précision, mais leur mise en œuvre est généralement difficile et nécessite de grandes précautions; elles ne sont utilisables qu'en laboratoire.

6.5. Mesures analogiques et mesures numériques. — Dans certains appareils, les variations de la grandeur à mesurer se traduisent par le déplacement continu d'une aiguille, d'une plume ou d'un spot lumineux devant une échelle. L'appareil est dit *analogique* car la variation de son indication est « analogue » à celle de la grandeur à mesurer.

Au contraire, dans d'autres appareils, la valeur de la grandeur à mesurer est présentée sous forme de chiffres formant un nombre ou bien sous forme codée (suite de *digits*) afin de pouvoir être enregistrée (sur bande perforée, sur bande magnétique ou à l'aide d'une imprimante) ou utilisée dans un calculateur. Ces appareils sont dits *numériques* ou *digitaux*.

Théoriquement du moins, un appareil analogique peut fournir toute valeur de la grandeur à mesurer si elle est située dans l'étendue de mesure, c'est-à-dire indiquer deux valeurs infiniment voisines. Au contraire, un appareil digital ne peut indiquer que deux résultats de mesurage différents de $\pm$ 1 unité du dernier chiffre du nombre affiché. Cela ne veut pas dire que la sensibilité d'un appareil digital est d'une unité de ce dernier chiffre, mais elle ne peut être supérieure à cette valeur (c'est-à-dire caractérisée par un nombre plus petit). L'erreur de lecture d'un appareil analogique peut être assez importante, alors que celle d'un appareil digital est nulle.

Sur un appareil numérique, il est possible d'afficher un nombre ayant autant de chiffres qu'on le désire; on réalise ainsi, en apparence du moins, un appareil très sensible et très précis. Mais cette sensibilité et cette précision ne sont réelles que pour autant que tous les éléments constitutifs de l'appareil ont une sensibilité et une précision suffisantes. Il faut donc faire très attention à la classe de précision d'un appareil numérique et ne pas se laisser leurrer par le nombre de chiffres affichés.

On dit parfois d'un appareil numérique qu'il a x points : cela signifie qu'il permet d'afficher un nombre de valeur maximale x, en faisant abstraction d'une virgule éventuelle.

LES APPAREILS DE MESURE INDICATEURS

CHAPITRE II

GÉNÉRALITÉS SUR LES APPAREILS ÉLECTROMÉCANIQUES

1. PRINCIPES COMMUNS

Tous les appareils de mesure électromécaniques sont constitués de deux parties essentielles, l'une fixe et l'autre mobile (l'équipage mobile). La grandeur à mesurer est utilisée pour produire un couple moteur T_m qui s'exerce sur l'équipage mobile. En l'absence d'un couple antagoniste ou couple résistant, l'équipage tourne en permanence avec une vitesse angulaire fonction de la valeur de la grandeur à mesurer : c'est le cas des compteurs. Au contraire, si un couple résistant T_r est appliqué à l'équipage, couple qui augmente avec la déviation θ de l'équipage (par exemple : $T_r = C\theta$, C désignant une constante), celui-ci prendra une position d'équilibre définie par l'égalité $T_m = T_r$. La valeur de θ qui permet d'obtenir cette égalité est fonction de la grandeur G à mesurer et il est ainsi possible de déduire G d'une simple lecture de la déviation θ.

En réalité, lors de l'application de la grandeur G, l'équipage ne prend pas instantanément sa position d'équilibre : il y a un régime transitoire pendant lequel l'équipage est soumis à une accélération et à une vitesse qui dépendent de G et des conditions d'amortissement.

Si l'on désigne par J le moment d'inertie de l'équipage et par f le coefficient de frottement, le régime transitoire est régi par une équation différentielle qui traduit qu'à tout instant t la somme des moments des couples résistants est égale au moment du couple moteur :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + f\frac{d\theta}{dt} + C\theta = T_m$$

2. CLASSIFICATION

On classe les appareils de mesure électromécaniques selon la manière dont on produit le couple moteur :

— *appareils magnétoélectriques* ou à cadre mobile : le couple moteur y est créé par action d'un champ magnétique fixe, produit par un *aimant permanent*, sur un équipage mobile parcouru par le courant à mesurer (fig. II-1) ;

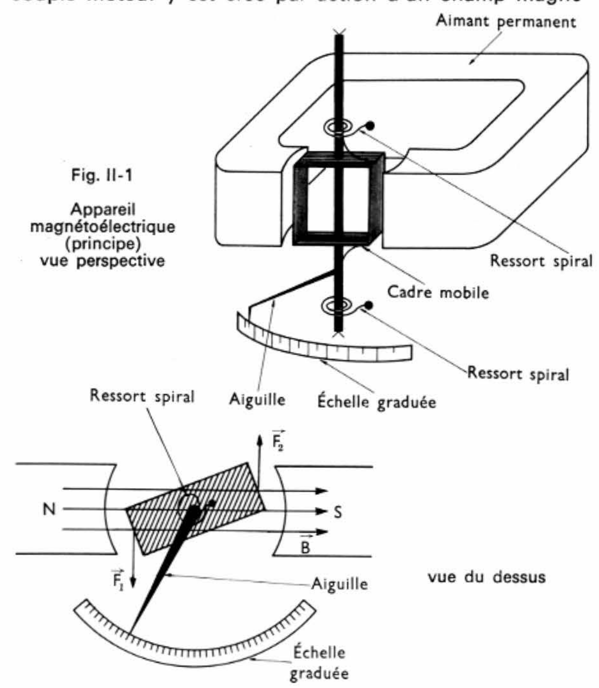


Fig. II-1 Appareil magnétoélectrique (principe) vue perspective

— *appareils à aimant mobile :* une ou plusieurs bobines fixes parcourues par un ou par des courants à mesurer agissent sur un aimant mobile qui constitue l'équipage ;

— *appareils ferromagnétiques* ou *électromagnétiques* : ils comportent une pièce de fer mobile, constituant l'équipage, qui peut être soumise à l'action d'un champ magnétique produit par une bobine fixe parcourue par le courant à mesurer (fig. II-2 a et b) ;

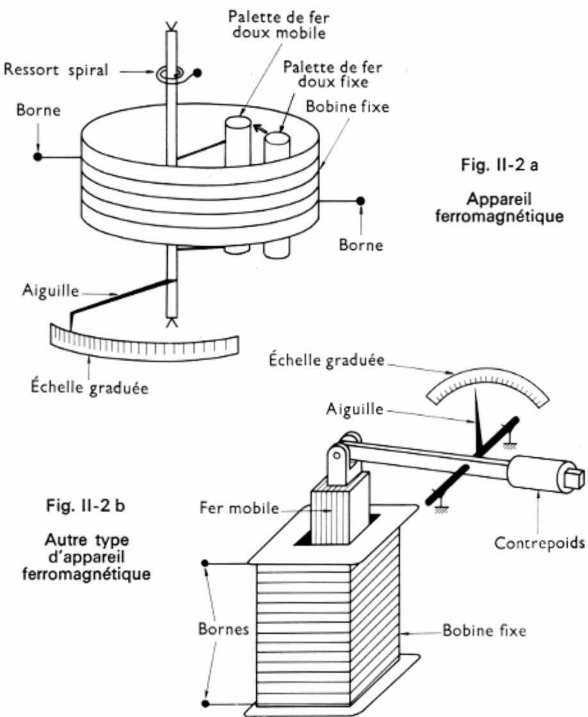


Fig. II-2 a Appareil ferromagnétique

Fig. II-2 b Autre type d'appareil ferromagnétique

— *appareils électrodynamiques :* le couple moteur est obtenu en plaçant une bobine mobile dans le champ magnétique produit par des bobines fixes ; toutes les bobines sont parcourues par des courants proportionnels à la grandeur à mesurer.

Si les bobines comportent des noyaux de fer, l'appareil est dit *ferrodynamique* (fig. II-3).

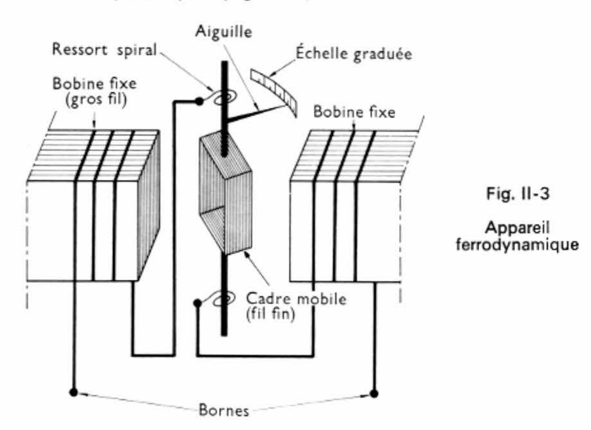


Fig. II-3 Appareil ferrodynamique

— *appareils électrostatiques :* le couple moteur résulte de l'action électrostatique s'exerçant entre deux armatures portées à des potentiels différents (V. t. 1, Électricité, chap. 21) ;

— *appareils à induction :* le couple moteur est créé par l'action d'un jeu de bobines parcourues par des courants qui permettent d'induire des courants de Foucault dans une pièce mobile en métal non magnétique. Ils sont essentiellement utilisés pour réaliser des compteurs d'énergie électrique (fig. II-4) ;

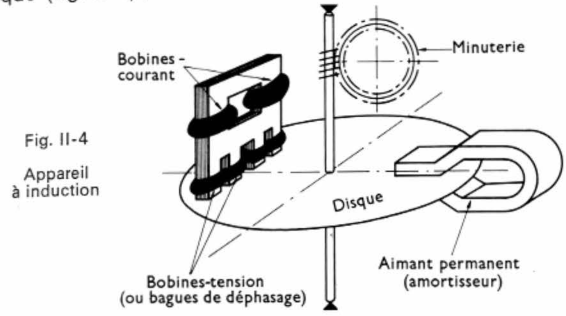


Fig. II-4
Appareil à induction

— *appareils thermiques :* un courant d'intensité proportionnelle à la grandeur à mesurer traverse un *conducteur et le chauffe; la valeur de la grandeur* peut être obtenue en utilisant la dilatation subie par le conducteur (appareil à action directe) (fig. II-5) ou bien elle est déduite de la valeur de la f.é.m. d'un couple thermoélectrique chauffé par le conducteur (appareil à action indirecte) ;

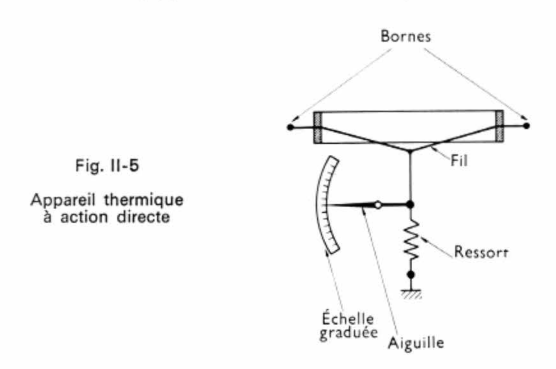


Fig. II-5
Appareil thermique à action directe

— *appareils à lames vibrantes :* ils sont constitués de lames métalliques qui vibrent sous l'influence d'un champ alternatif obtenu en faisant passer un courant alternatif dans des bobines. Ce principe est notamment utilisé dans des fréquencemètres (V. chap. 8).

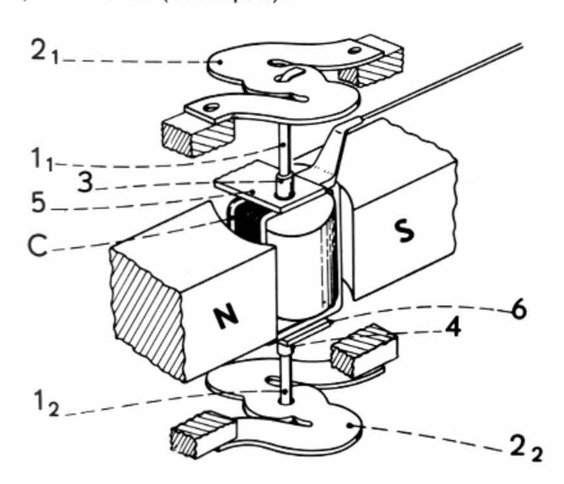


Fig. II-6 — Mouvement magnétoélectrique avec suspension à rubans C : cadre, 1_1 et 1_2 : rubans ; 2_1 et 2_2 : ressorts ; 3 et 4 : pivots dans le prolongement des rubans ; 5 et 6 : branches fixes (*Pekly*)

3. LES ÉQUIPAGES MOBILES

3.1. Description. — Les équipages mobiles peuvent être de deux types : à suspension ou à pivots.

Les **appareils à suspension** ont tout d'abord été à *suspension libre*, c'est-à-dire que l'équipage était suspendu à un seul fil. Ils ont été abandonnés au profit d'appareils à suspension tendue pour lesquels une légère inclinaison n'a pratiquement pas d'influence sur le centrage de l'équipage mobile (fig. II-6).

Cette suspension peut être unifilaire ou bifilaire. Le fil ou le ruban de suspension est généralement réalisé en argent, en bronze phosphoreux, en quartz ou est en fil de cocon (selon l'appareil). Sauf lorsqu'il est en fil de cocon, le fil de suspension a aussi pour rôle d'exercer un couple résistant et de s'opposer à la rotation de l'équipage mobile. Pour réaliser un appareil ayant une grande sensibilité, il faut que ce couple résistant soit le plus faible possible ; on montre que cela est mieux réalisé avec un ruban qu'avec un fil.



Galvanomètre à suspension avec miroir (*A.O.I.P.*)

Généralement, de tels appareils ne sont pas munis d'une aiguille qui déséquilibrerait l'équipage et le repérage de la position d'équilibre se fait par la méthode de Poggendorf : un miroir est fixé sur le fil de suspension et on repère la rotation de l'équipage mobile en mesurant le déplacement de l'image d'un point lumineux fixe, image formée sur une échelle généralement située à 1 m du miroir.

Les **appareils à pivots** (fig. II-7), moins sensibles mais plus robustes que les précédents, sont des appareils de

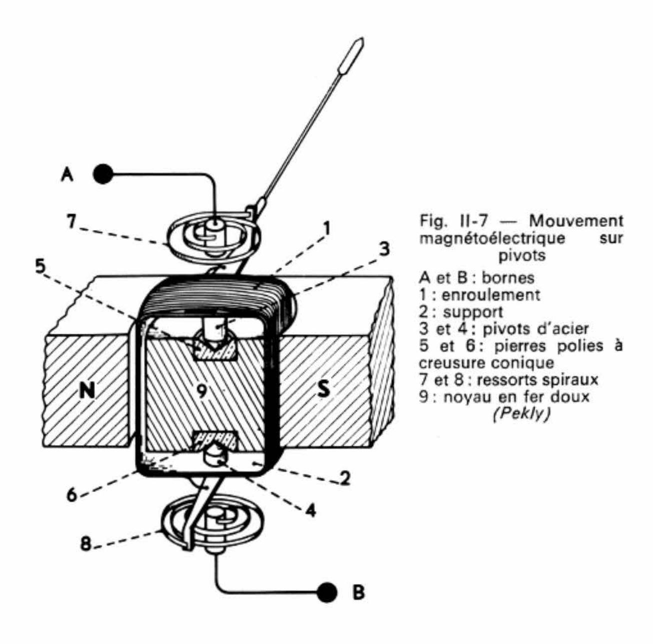


Fig. II-7 — Mouvement magnétoélectrique sur pivots
A et B : bornes
1 : enroulement
2 : support
3 et 4 : pivots d'acier
5 et 6 : pierres polies à creusure conique
7 et 8 : ressorts spiraux
9 : noyau en fer doux
(*Pekly*)

contrôle. Les meilleurs sont à axe vertical ; les appareils de tableaux destinés à être insérés dans un pupitre vertical ou faiblement incliné ont un axe horizontal.

L'axe de l'équipage est métallique et ses extrémités, taillées en pointes mousses reposent sur des saphirs synthétiques. Dans un appareil à axe vertical, le pivot supérieur est à frottement lâche, et le pivot inférieur supporte le poids de l'équipage. Les pressions qui s'exercent sur les faibles surfaces en contact sont proches de 10^5 N/m². Le couple résistant est exercé par des ressorts spiraux en bronze, généralement au nombre de deux, enroulés en sens inverses, afin d'assurer la fixité du zéro. Dans un appareil à axe horizontal, les deux pivots doivent être sans jeu : les frottements sont plus importants et la sensibilité est plus faible. Dans ces appareils, la déviation est repérée au moyen d'une aiguille qui se déplace devant une échelle graduée. Un miroir placé le long de l'échelle permet d'éviter les erreurs de parallaxe : un observateur est correctement placé pour une lecture si l'aiguille masque sa propre image dans le miroir (fig. II-8).



Fig. II-8
Parallaxe

3.2. Amortissement des équipages mobiles (fig. II-9). — Lorsqu'on applique brusquement une tension à l'entrée d'un appareil de mesure, le régime transitoire de l'équipage mobile peut être de l'un des trois types suivants :

— S'il est *sous-amorti*, il oscille plusieurs fois autour de sa position d'équilibre avant de s'y arrêter.

— S'il est *sur-amorti*, il atteint sa position d'équilibre sans oscillation au bout d'un temps qui peut être très long.

— Si l'amortissement est intermédiaire entre les précédents (*amortissement critique*), l'équipage atteint sa position d'équilibre sans oscillation et en un temps minimal. Ce cas peut sembler le plus intéressant, mais un tel régime critique peut cacher un défaut propre de l'appareil, par exemple un frottement solide, et le résultat du mesurage peut être erroné. On adopte donc généralement un régime légèrement sous-amorti.

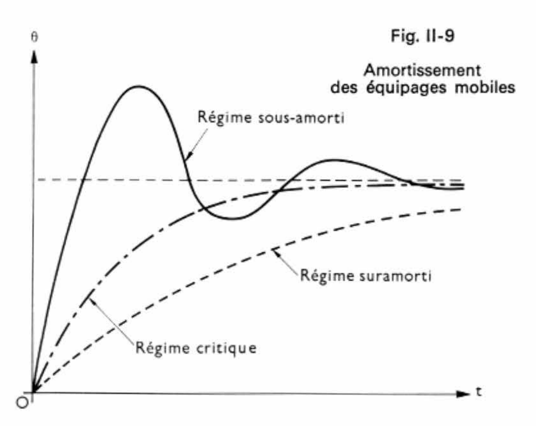


Fig. II-9
Amortissement des équipages mobiles

Les règles à respecter pour vérifier que cet amortissement est effectivement obtenu sont les suivantes (norme NF C 42-100) :

— l'appareil n'étant pas sous tension, son ou ses enroulements sont insérés brusquement dans un circuit où la grandeur à mesurer présente une valeur qui correspond à une déviation permanente égale aux deux tiers de la longueur de l'échelle. L'élongation maximale ne doit pas dépasser la déviation permanente d'une quantité supérieure ou égale à 20% de la longueur de l'échelle ;

— dans les conditions indiquées ci-dessus, le temps nécessaire à l'équipage mobile pour prendre sa position d'équilibre, à 1,5 % près de la longueur de l'échelle, ne doit pas être supérieur à 4 secondes.

Il faut noter que la nature du circuit dans lequel l'appareil est connecté peut intervenir dans son amortissement. Lorsqu'il en est ainsi, l'impédance minimale de ce circuit doit être indiquée par le constructeur.

L'amortissement peut être réalisé par courants de Foucault ou par frottement dans l'air ou dans l'huile (fig. II-10).

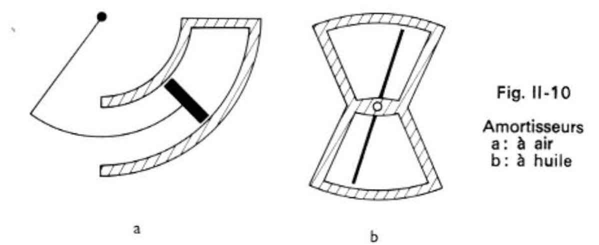


Fig. II-10
Amortisseurs
a : à air
b : à huile

Pour les appareils magnétoélectriques, l'amortissement par courants de Foucault est réalisé en disposant un cadre métallique supplémentaire (en cuivre, par exemple) dans le champ de l'aimant permanent. D'après la loi de Lenz, les forces électromagnétiques qui prennent naissance s'opposent à la rotation du cadre (V. t. 1, Électricité, chap. 25). Pour les appareils thermiques ou à induction, l'axe de l'appareil porte un disque métallique passant dans l'entrefer d'un aimant permanent.

Les amortisseurs à air ou à huile procèdent d'un principe différent puisque c'est un fluide qui provoque l'amortissement. L'utilisation de l'huile a des avantages : elle améliore le facteur d'amortissement et soulage les pivots de l'appareil. De plus, étant isolante, elle peut augmenter la rigidité électrique de l'appareil. En contrepartie, l'huile est fluide et a tendance à s'échapper par les joints.

4. MÉTHODE DE CALCUL DU MOMENT DU COUPLE MOTEUR

La plupart des appareils mettent en œuvre le déplacement d'un circuit électrique, ce qui entraîne le travail d'un couple moteur. À un déplacement $d\theta$ de l'équipage correspond une augmentation dW de l'énergie potentielle du système et l'on peut montrer que le couple moteur T_m est de la forme : $T_m = \frac{dW}{d\theta}$.

Dans le cas d'un appareil magnétoélectrique où la seule énergie dépensée est due à la variation de flux $d\Phi$ dans un cadre mobile qui comporte N spires et qui est traversé par un courant i, on peut écrire :

$$dW = N\, i\, d\Phi = T_m . d\theta$$

5. PERTURBATIONS EXTÉRIEURES

Un champ magnétique peut perturber le fonctionnement d'un appareil. Ce peut être le champ magnétique terrestre (la composante horizontale est égale sensiblement à 15 A/m dans l'air) ou le champ créé par un courant traversant un conducteur situé à proximité de l'appareil. Son influence est d'autant plus grande que le champ propre de l'appareil est plus faible. Celui-ci est proche de 10^5 A/m pour un appareil magnétoélectrique et de 10^3 A/m pour un appareil électrodynamique, valeurs les plus faibles.

On réduit l'influence des champs extérieurs en blindant l'appareil de mesure. Pour éliminer les erreurs de mesurage dues à ces champs magnétiques, on peut aussi faire deux mesurages successifs soit pour deux positions de l'appareil différant d'un demi-tour dans un plan horizontal, soit en inversant les courants dans les bobines et en prenant la moyenne arithmétique des deux mesurages.

Des champs électrostatiques peuvent aussi perturber le fonctionnement d'un appareil. Ils ne proviennent pratiquement jamais de l'extérieur ; ils sont produits par des conducteurs situés dans l'appareil et portés à des potentiels différents ou ils sont dus à des charges déposées sur les isolants. Pour réduire leur influence, on réalise des connexions équipotentielles à l'intérieur de l'appareil et on augmente les fuites des isolants.

6. RÉSUMÉ DES CARACTÉRISTIQUES

Les principales caractéristiques d'un appareil de mesure indicateur doivent être indiquées sur son cadran.

Ce sont principalement :

— la nature de la grandeur mesurée,
— la nature du couple moteur,
— le calibre de l'appareil,
— la classe de précision,
— la position de travail,
— la consommation (courant nécessaire ou chute de tension provoquée par l'appareil),
— la rigidité électrique qui définit la tension d'épreuve à laquelle l'appareil a été soumis et qui correspond au double de la tension du circuit dans lequel l'appareil peut être employé.

Ces indications sont désignées au moyen de symboles représentés dans le tableau ci-après.

Tableau des symboles pour cadrans d'appareils de mesure (Norme NF C 42-100)

Symboles	*Nature du courant mesuré*
—	Courant continu
~	Courant alternatif
	Courant continu et courant alternatif
	Tension d'épreuve diélectrique
	Tension d'épreuve égale à 500 volts
2	Tension d'épreuve supérieure à 500 volts (exemple : 2 kilovolts)
0	Appareil dispensé de l'épreuve diélectrique
	Position
⊥	Appareil à utiliser en plaçant le cadran verticalement
	Appareil à utiliser en plaçant le cadran horizontalement
60°	Appareil à utiliser en plaçant le cadran dans une position inclinée (exemple : 60°)
	Classe de précision
1,5	Symbole de classe se référant aux erreurs exprimées en pourcentages de la valeur conventionnelle
1,5	Erreurs exprimées en pourcentages de la largeur de la graduation
1,5	Erreurs exprimées en pourcentages de la valeur vraie

Symboles	*Fonctionnement*
	Appareil magnétoélectrique
	Quotientmètre (logomètre) magnéto-électrique
	Appareil à aimant mobile
	Quotientmètre à aimant mobile
	Appareil ferromagnétique (ou à fer mobile)
	Appareil à fer mobile et à aimant
	Quotientmètre ferromagnétique
	Appareil électrodynamique
	Appareil ferrodynamique
	Quotientmètre électrodynamique
	Quotientmètre ferrodynamique
	Quotientmètre électrodynamique ferromagnétique

Tableau des symboles pour cadrans d'appareils de mesure (Norme NF C 42-100) (suite)

Symboles	*Fonctionnement (suite)*
	Appareil à induction
	Quotientmètre à induction
	Appareil thermique (à fil chaud ou à dilatation)
	Appareil bimétallique
	Appareil électrostatique
	Appareil à lames vibrantes
	Thermocouple non isolé
	Appareil magnétoélectrique avec thermocouple non isolé incorporé dans l'appareil
	Thermocouple isolé
	Appareil magnétoélectrique avec thermocouple isolé incorporé dans l'appareil
	Appareil magnétoélectrique avec thermocouple non isolé extérieur
	Redresseur
	Appareil magnétoélectrique avec redresseur incorporé dans l'appareil
	Appareil magnétoélectrique avec redresseur extérieur à l'appareil
	Appareil magnétoélectrique avec redresseur et transformateur de courant incorporés dans l'appareil

Symboles	*Fonctionnement (suite)*
	Shunt pour appareil de mesure
0,2 Ω	Appareil magnétoélectrique avec shunt extérieur et cordons dont la graduation tient compte (exemple : résistance des deux cordons en série : 0,2 Ω)
0,04 Ω	Millivoltmètre magnétoélectrique avec cordons dont la graduation tient compte (exemple : résistance des cordons : 0,04 Ω)
R	Résistance additionnelle
	Résistance additionnelle à montage potentiométrique
L	Inductance additionnelle
	Condensateur additionnel
Z	Impédance additionnelle
	Protection électrostatique
	Protection magnétique
ast	Appareil astatique
10	Induction magnétique correspondant à l'indice de classe exprimée en dix-millièmes de tesla
	Borne de terre
	Dispositif de réglage du zéro
	Référence à un document extérieur
42	Référence à la norme C 42-100

CHAPITRE III

GALVANOMÈTRE MAGNÉTOÉLECTRIQUE

1. PRINCIPE

1.1. Description, fonctionnement. — Le *galvanomètre magnétoélectrique* est un appareil de mesure des courants électriques de faible intensité. Il comporte un cadre, souvent rectangulaire, formé de quelques dizaines à quelques centaines de spires de fil conducteur fin supporté par un fil métallique tendu entre deux points fixes (fig. III-1).

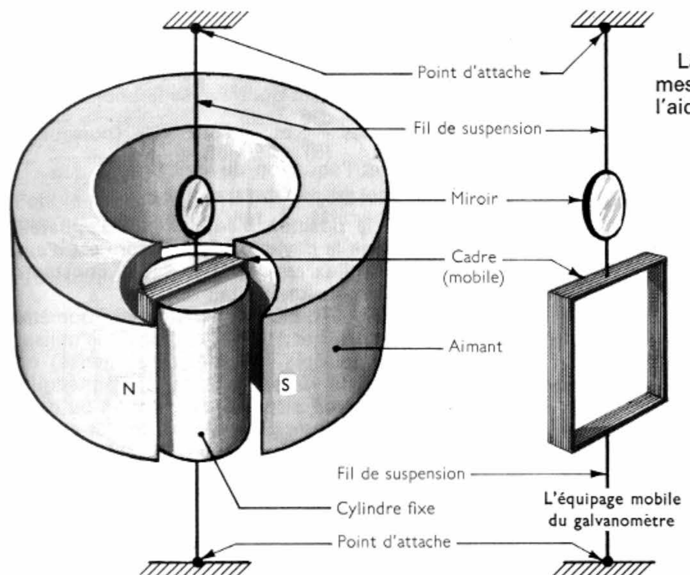
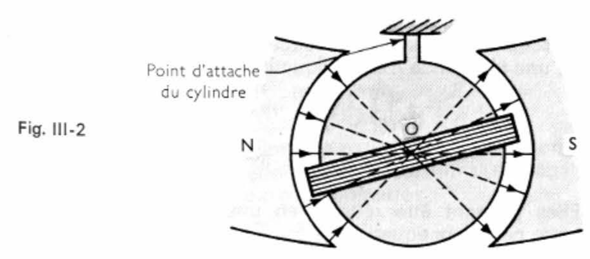


Fig. III-1

Schéma de principe du galvanomètre magnéto-électrique

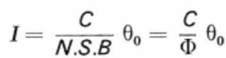
Ce dernier relie électriquement le cadre aux bornes de l'appareil, et de plus s'oppose à toute rotation de l'équipage mobile en exerçant un couple résistant de moment T_r proportionnel à l'angle θ de rotation du cadre : $T_r = C\theta$. C, appelé la constante de torsion du fil de suspension, dépend de la nature de ce fil, de ses dimensions (longueur, section) et aussi de la forme de sa section. On utilise souvent un fil en bronze phosphoreux, dont la section a la forme d'un rectangle de longueur et de largeur ne dépassant pas quelques micromètres. En pivotant, le cadre reste constamment dans l'entrefer cylindrique d'un circuit magnétique comprenant un aimant permanent dont les pièces polaires, de forme particulière, permettent d'obtenir un champ radial (fig. III-2). En tout point de ce champ, le vecteur induction est

Fig. III-2



porté par une droite passant par l'axe du système mobile et perpendiculaire à celui-ci (axe matérialisé par le fil de suspension). Ainsi, les conducteurs du cadre, placés dans le champ magnétique, restent constamment perpendiculaires à la direction de l'induction.

Lorsqu'un courant d'intensité I traverse le cadre, le moment du couple moteur T_m dû aux forces électromagnétiques (fig. III-3) prend alors la forme simple suivante : $T_m = I.N.S.B = I\Phi$, où l'on représente par N le nombre de spires du cadre, par S la surface du cadre, par B l'intensité de l'induction en un point du champ magnétique et par Φ le produit $N.S.B$ (V. t. 1, Électricité, chap. 24). Par conséquent, le cadre pivote jusqu'à ce que le moment du couple résistant T_r, qui augmente avec l'angle dont tourne le cadre, soit égal au moment T_m. La position d'équilibre du cadre est définie par la relation de proportionnalité suivante :



$$I = \frac{C}{N.S.B}\,\theta_0 = \frac{C}{\Phi}\,\theta_0$$

La valeur de l'intensité du courant se déduit donc de la mesure de l'angle de rotation. On réalise cette dernière à l'aide d'un dispositif optique (méthode de Poggendorf).

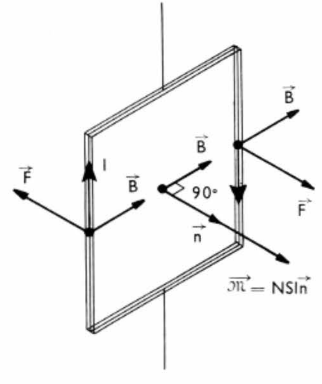


Fig. III-3

1.2. Éléments constitutifs. — L'aimant est généralement en acier trempé à 30 % de cobalt ; des alliages comme l'alnico ou le ticonal permettent d'obtenir des aimants très stables dans le temps et dont les propriétés magnétiques dépendent peu de la température. Les inductions magnétiques obtenues ont des intensités comprises entre 0,15 T et 0,30 T.

Le cadre est formé d'un certain nombre de spires (entre 20 et 1 000) en fil de cuivre de diamètre compris entre 5 et 100 μm. Cette bobine est montée sur un cadre en cuivre ou en aluminium où se produisent des courants de Foucault servant à l'amortissement. Le fil du bobinage est très fin car l'équipage mobile doit être aussi léger que possible pour obtenir le maximum de sensibilité ; évidemment, plus le diamètre du fil est petit et plus l'intensité du courant dans le cadre doit être faible.

L'ensemble est placé dans un boîtier qui peut comprendre le dispositif lumineux pour repérer la déviation (fig. III-4).

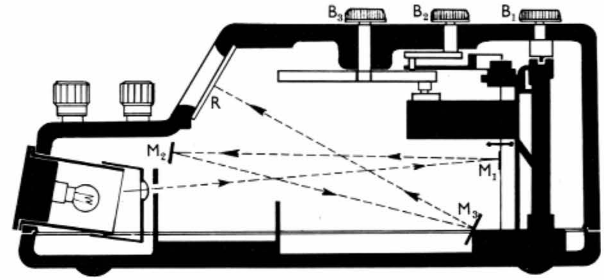


Fig. III-4 — Coupe d'un galvanomètre à index lumineux (*A.O.I.P.*) M_1, M_2, M_3 : miroirs. R : réglette graduée en verre dépoli. B_1 : bouton de réglage du cadre. B_2 : bouton de réglage du zéro. B_3 : bouton de positionnement du shunt magnétique

1.3. Quelques galvanomètres particuliers. — Une réalisation particulièrement intéressante est le galvanomètre immergé antivibratoire « Schlumberger », qui est très robuste et peut être utilisé dans n'importe quelle position. Son cadre est solidaire d'un bâtonnet en matière plastique et les deux pièces ont même centre de gravité (à 0,1µm près). Suspendu par des fils classiques non tendus, l'ensemble est plongé dans du perchloréthylène de masse volumique égale à l'ensemble cadre-bâtonnet (ainsi l'action du poids du cadre est annulée par la poussée d'Archimède).

Le galvanomètre différentiel est un appareil qui comporte deux bobinages identiques disposés sur le même cadre. Lorsqu'ils sont parcourus par des courants, selon les sens respectifs de ces courants, les moments des couples moteurs peuvent s'ajouter ou se retrancher. Cette deuxième solution est celle qui est recherchée lorsqu'il s'agit de comparer des courants qui doivent être égaux : même une très légère différence provoque un déplacement du cadre.

Ces galvanomètres sont utilisés dans des mesures de zéro. Dans certains cas, l'un des cadres sert au mesurage et l'autre est fermé sur une résistance pour constituer un circuit d'amortissement.

Les *relais galvanométriques* sont des galvanomètres magnétoélectriques qui comportent une aiguille pouvant se déplacer entre deux contacts. Ils sont utilisés comme relais de grande sensibilité : ils permettent de commander une puissance de 4 milliwatts avec une consommation de 0,01 microwatt.

2. ÉQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

Deux équations fondamentales suffisent à décrire le fonctionnement des appareils à cadre mobile. L'une concerne les grandeurs mécaniques qui caractérisent le déplacement du cadre ; l'autre est la traduction de la loi d'Ohm appliquée au circuit électrique du galvanomètre.

L'équation mécanique traduit l'égalité entre la somme des moments des couples résistants et le moment du couple moteur :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + f\frac{d\theta}{dt} + C\theta = T_m \qquad (1)$$

avec $T_m = \Phi i$, Φ étant égal au produit $(N.S.B)$ et i désignant l'intensité du courant dans le cadre à l'instant t.

On appelle r la résistance du bobinage, L son coefficient d'auto-induction, e la f.é.m. induite dans le cadre (il se déplace dans un champ magnétique), u la tension à ses bornes à l'instant t et R_e la résistance du circuit extérieur (fig. III-5).

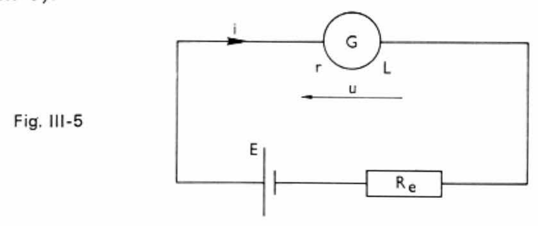


Fig. III-5

La loi d'Ohm permet d'écrire :

$$u = ri + L\frac{di}{dt} - e$$

Si l'on désigne par φ le *flux coupé* par les conducteurs dans leur déplacement, la f.é.m. induite dans le cadre est égale à :

$$e = -\frac{d\varphi}{dt}$$

Comme le champ dans l'entrefer est radial et que son intensité est constante, le flux coupé φ est proportionnel à l'angle θ dont le cadre tourne : on démontre qu'il est précisément égal à :

$$\varphi = N.S.B\,\theta = \Phi\theta$$

On peut donc écrire :

$$e = -\Phi\frac{d\theta}{dt}$$

Ainsi, l'expression de la loi d'Ohm devient :

$$u = ri + L\frac{di}{dt} + \Phi\frac{d\theta}{dt}$$

Aux bornes du circuit extérieur, on peut aussi écrire :

$$u = E - R_e i$$

En remplaçant u par cette valeur, on obtient l'équation suivante :

$$E - R_e i = ri + L\frac{di}{dt} + \Phi\frac{d\theta}{dt}$$

soit, en posant : $R = R_e + r$

$$E = Ri + L\frac{di}{dt} + \Phi\frac{d\theta}{dt} \qquad (2)$$

qui constitue l'équation électrique fondamentale du galvanomètre.

3. POSITION D'ÉQUILIBRE

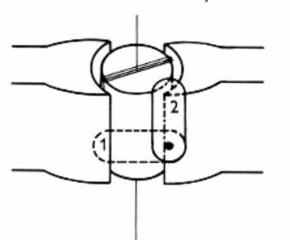
On va considérer tout d'abord l'équation (1) : lorsque l'équipage mobile a atteint sa position d'équilibre définie par l'angle θ_0 et que le courant qui traverse la bobine a une valeur $I = \frac{E}{R}$, les termes $\frac{d^2\theta}{dt^2}$ et $\frac{d\theta}{dt}$ sont nuls (puisque le cadre est immobile) et l'équation devient :

$$C\,\theta_0 = \Phi I$$

Cette relation donne la position d'équilibre de l'appareil.

On constate donc que la déviation θ_0 du cadre est d'autant plus grande que le flux est grand et que la constante de torsion du fil de suspension est faible.

Le courant maximal mesurable avec un galvanomètre étant très faible (entre 10^{-9} et 10^{-14} A), lorsqu'une utilisation directe n'est pas possible (courant trop intense) on peut réduire la valeur de Φ par un shunt magnétique. On désigne sous ce nom un dispositif formé d'un ou deux barreaux en métal magnétique disposés de part et d'autre de l'entrefer et de position réglable (fig. III-6). Pour des



1. Shuntage maximal
2. Shunt hors utilisation

Fig. III-6

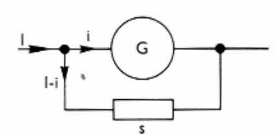


Fig. III-7
Branchement d'un shunt électrique aux bornes d'un galvanomètre

courants très intenses, le shunt magnétique n'est plus utilisable et il est alors nécessaire d'employer un shunt électrique (fig. III-7) (V. t. 1, Électricité, chap. 4).

4. RÉGIME D'OSCILLATIONS LIBRES D'UN GALVANOMÈTRE

Pour simplifier, on considère un galvanomètre en cours d'oscillation et relié à un circuit extérieur ne comportant qu'une résistance R_e. Les équations (1) et (2) deviennent :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + f\frac{d\theta}{dt} + C\theta = \Phi i$$

$$Ri + L\frac{di}{dt} + \Phi\frac{d\theta}{dt} = 0$$

Elles peuvent être réunies en une seule en éliminant i entre ces deux équations :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + \left(f + \frac{\Phi^2}{R}\right)\frac{d\theta}{dt} + C\theta + \Phi\frac{L}{R}\frac{di}{dt} = 0$$

Le coefficient L est proche de 10^{-2} H et la valeur de R est au moins égale à r (résistance du cadre voisine d'une centaine d'ohms) ; par suite, le rapport $\frac{L}{R}$ est voisin de 10^{-4} seconde (c'est la constante de temps du circuit) et le dernier terme de l'équation est toujours négligeable. Dans ces conditions, l'équation qui régit le mouvement de

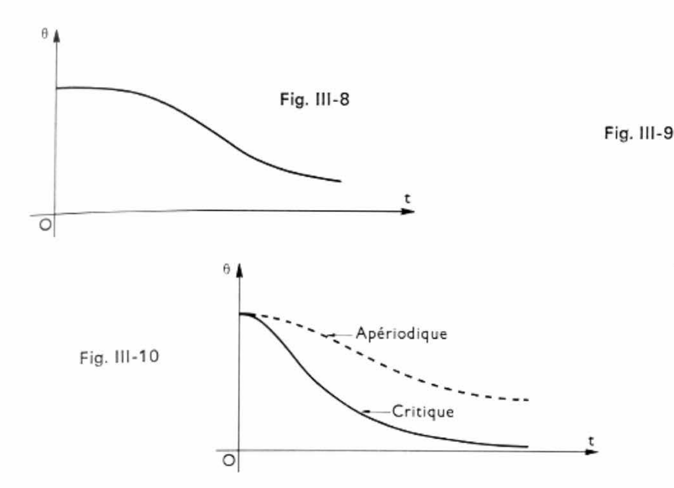


Fig. III-8

Fig. III-10

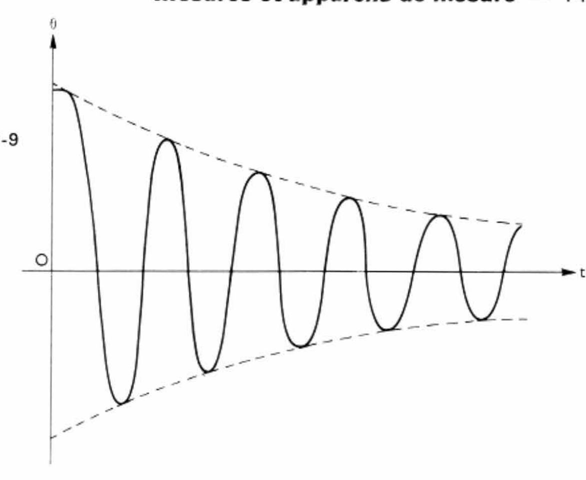


Fig. III-9

l'appareil se réduit à une équation différentielle du second ordre :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + A \frac{d\theta}{dt} + C\theta = 0 \quad (3) \quad \left(\text{avec } A = f + \frac{\Phi^2}{R}\right)$$

Pour la résoudre, il faut rechercher les solutions de l'équation caractéristique (V. t. 1, Mathématiques, chap. 22) :

$$Jx^2 + Ax + C = 0$$

La partie réelle des racines de l'équation caractéristique est $-\frac{A}{2J}$; elle est donc toujours négative : le mouvement du cadre est toujours amorti. Cependant, suivant le signe du discriminant de l'équation caractéristique, divers cas sont à considérer :

- $A^2 - 4\,JC \geqslant 0$: le mouvement est apériodique (fig. III-8).
- $A^2 - 4\,JC < 0$: le mouvement est périodique (fig. III-9).
- $A^2 - 4\,JC = 0$: le régime est dit critique (fig. III-10).

La valeur de R qui conduit au régime critique est appelée *résistance critique*. Sa valeur R_c se déduit de la relation précédente :

$$A^2 - 4\,JC = 0 \Rightarrow \left(f + \frac{\Phi^2}{R_c}\right)^2 - 4\,JC = 0$$

Le coefficient de frottement f est toujours très petit devant $\frac{\Phi^2}{R_c}$ et il peut être négligé. Par suite :

$$R_c = \frac{\Phi^2}{2\sqrt{JC}}$$

Ainsi :

— si R est supérieur à R_c, le *régime est périodique amorti ;*
— si R est inférieur à R_c, le *régime est apériodique ;*
— si R est égal à R_c, le *régime est critique.*

Dans le cas où le régime est périodique, la pseudo-période est égale à :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{4\,JC - A^2}{4\,J^2}}} = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{C}{J}\left[1 - \left(\frac{R_c}{R}\right)^2\right]}}$$

Si R est infini, c'est-à-dire si le galvanomètre fonctionne en circuit ouvert, la période des oscillations est égale à la *période propre* T_0 du galvanomètre :

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{C}}$$

Par suite, pour toute autre valeur de R, la pseudopériode T est donnée par l'expression suivante :

$$T = \frac{T_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{R_c}{R}\right)^2}}$$

Remarque. — Lorsque le galvanomètre se trouve dans un circuit comportant un générateur de f.é.m. E, l'équation différentielle obtenue par élimination de i entre les équations (1) et (2) devient :

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + A \frac{d\theta}{dt} + C\theta = \Phi \frac{E}{R}$$

Le premier membre est le même que celui de l'équation (3) considérée au paragraphe précédent. Les solutions de cette équation sont donc obtenues en ajoutant à la solution générale de l'équation sans second membre, une solution particulière qui est une constante égale à $\frac{\Phi}{C}\frac{E}{R} = \theta_0$, déviation correspondant à la position d'équilibre (V. ci-dessus, § 3).

Donc, tous les résultats correspondant au régime d'oscillation propre du galvanomètre sont encore applicables lorsque l'appareil se trouve dans un circuit comportant un générateur ; seule la position d'équilibre est différente.

5. SENSIBILITÉS D'UN GALVANOMÈTRE

Dans la pratique, on définit la sensibilité du galvanomètre en tenant compte de la grandeur à mesurer.

— La **sensibilité en courant** σ_a est numériquement égale à l'intensité du courant qui provoque un déplacement du spot lumineux de 1 mm. Si l'échelle de lecture n'est pas incorporée à l'appareil, elle doit être placée à une distance déterminée du galvanomètre (1 m en général), distance indiquée par le constructeur. La sensibilité en courant d'un galvanomètre magnétoélectrique de construction courante est voisine de 10^{-8} à 10^{-9} A/mm ; pour les appareils les plus sensibles, elle peut atteindre 3.10^{-11} A/mm.

— La **sensibilité en tension** σ_v est numériquement égale à la tension qui, appliquée directement aux bornes du cadre, provoque un déplacement du spot de 1 mm. Si r est la résistance du cadre seul, la sensibilité en tension est égale à : $\sigma_v = r\sigma_a$.

Pour les appareils les plus sensibles, la sensibilité en tension peut atteindre 10^{-7} V/mm.

6. UTILISATION D'UN GALVANOMÈTRE

On emploie les galvanomètres magnétoélectriques pour la mesure des courants de très faible intensité (comprise entre 10^{-9} et 10^{-14} A) et surtout comme appareil de zéro, c'est-à-dire pour vérifier qu'il ne passe aucun courant dans une portion de circuit.

Lorsqu'on veut réaliser une mesure aux bornes d'un circuit de résistance R_e, il faut choisir un galvanomètre dont la résistance du cadre r soit telle que la somme $(R_e + r)$ n'ait pas une valeur trop différente de celle de la résistance critique R_c. Ainsi, le régime ne sera ni trop amorti, ni trop oscillatoire. Généralement, on cherche à avoir $R \approx 1{,}5\ R_c$. Lorsque les galvanomètres sont munis d'un shunt magnétique, la recherche d'un amortissement convenable est facilitée, car la valeur de R_c peut être comprise entre deux limites très éloignées, dans le rapport de 1 à 20 ou même de 1 à 100.

CHAPITRE IV

AUTRES APPAREILS MAGNÉTOÉLECTRIQUES

1. GALVANOMÈTRE BALISTIQUE

Le galvanomètre balistique est utilisé pour la mesure des quantités d'électricité (fig. IV-1). Il est constitué des mêmes éléments qu'un galvanomètre magnétoélectrique utilisable pour la mesure d'un courant; cependant, dans le cas d'un galvanomètre balistique, la période propre de l'équipage mobile est plus grande.

Si un galvanomètre magnétoélectrique reçoit une charge électrique Q en un temps très court, par exemple inférieur aux cinq centièmes de la période propre T_0 (T_0 est égale à quelques secondes), le fonctionnement du galvanomètre est nettement différent de ce que l'on a vu au chapitre précédent. Le cadre ayant une inertie trop grande ne peut se déplacer durant le court intervalle de temps où un courant le traverse. En revanche, à la suite de l'impulsion reçue, il se trouve lancé avec une certaine vitesse et, après avoir pivoté jusqu'à ce que la déviation atteigne un maximum θ_m (c'est-à-dire jusqu'à ce que le couple résistant soit suffisant pour arrêter le mouvement), il revient à sa position initiale.

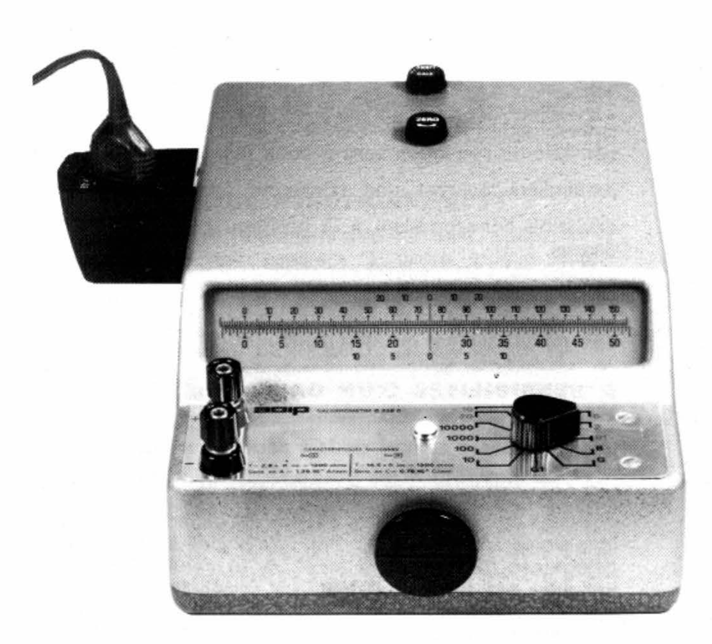


Fig. IV-1

Galvanomètre balistique
(*A.O.I.P.*)

Si l'on admet qu'entre les instants 0 et t_0 le galvanomètre reçoit la charge Q et que le cadre reste immobile, dans sa position de repos (c'est-à-dire que $\theta = 0$ et $\frac{d\theta}{dt} = 0$ pendant toute cette durée), l'équation différentielle applicable entre ces instants s'écrit:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \Phi i$$

(i étant l'intensité du courant résultant du passage de la quantité d'électricité Q: $Q = \int_0^{t_0} i dt$).

En intégrant cette équation entre 0 et t_0, on obtient la vitesse du cadre à l'instant où il va être mis en mouvement:

$$v_0 = \left(\frac{d\theta}{dt}\right)_{t_0} = \int_0^{t_0} \left(\frac{d^2\theta}{dt^2}\right) dt = \frac{\Phi}{J} \int_0^{t_0} i\, dt = \frac{\Phi}{J} Q$$

À la fin de la charge, la vitesse du cadre est donc proportionnelle à la charge reçue Q. Le mouvement du cadre dépend ensuite de l'amortissement. Quel que soit cet amortissement, la déviation du cadre est proportionnelle à la quantité d'électricité Q à mesurer. Souvent, le galvanomètre est placé dans les conditions de l'amortissement critique et la déviation θ (solution de l'équation différentielle: $J \frac{d^2\theta}{dt^2} + f \frac{d\theta}{dt} + C\theta = 0$) est égale à:

$$\theta = v_0\, t\, \mathbf{e}^{-\omega_0 t} \text{ (fig. IV-2)}$$

Elle passe par un maximum θ_m à un instant $t_1 = \frac{1}{\omega_0} = \frac{T_0}{2\pi}$:

$$\theta_m = \frac{v_0}{\mathbf{e}\omega_0} = \frac{v_0 T_0}{2\pi\mathbf{e}}$$

$\left(\omega_0 \text{ est la pulsation propre du cadre, } \omega_0 = \sqrt{\frac{C}{J}}\right)$.

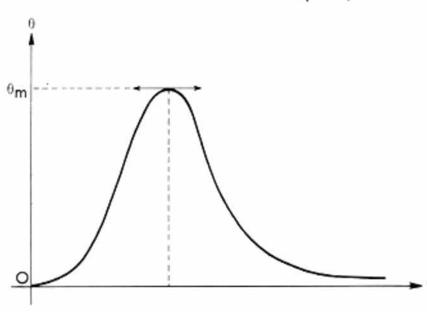


Fig. IV-2

Variation de la déviation θ d'un galvanomètre balistique en fonction du temps t

La déviation maximale du cadre est donc *proportionnelle à la charge électrique qui a traversé le galvanomètre* et la mesure de Q se déduit de celle de θ_m après un étalonnage de l'appareil. Cette déviation est d'autant plus grande que la période propre T_0 est importante; pour augmenter T_0 on utilise des équipages mobiles de grande inertie. Celle-ci peut être accrue artificiellement en branchant un condensateur en parallèle avec le cadre mobile; l'ensemble est équivalent à un circuit oscillant et, si l'on augmente la capacité Γ de ce circuit, la période propre croît également ($T_0 = 2\pi \sqrt{L\Gamma}$).

2. FLUXMÈTRE

Le fluxmètre est un appareil conçu pour la mesure d'un flux magnétique (V. fig. IV-3) mais on peut aussi l'utiliser pour des mesures de quantité d'électricité, d'intensité de courant et même de temps.

Dans un fluxmètre, comme dans un galvanomètre magnétoélectrique, un équipage mobile peut se déplacer dans l'entrefer d'un circuit magnétique où le champ est radial. Cependant, une différence importante sépare le fluxmètre et le galvanomètre magnétoélectrique: le cadre mobile est suspendu à un *fil sans torsion* (fil de cocon) ou n'est pas rappelé par un ressort; il est en équilibre indifférent quelle que soit la position qu'il occupe et se déplace dès qu'un courant le traverse. Du fait de sa

constitution particulière, le fluxmètre doit être inséré dans un circuit fermé (ou une résistance doit être placée à ses bornes) car le couple résistant qui s'oppose au mouvement du cadre et permet d'atteindre une position d'équilibre est d'origine électromagnétique : il est dû à l'action des courants induits qui ne peuvent circuler que dans un circuit fermé (dans un galvanomètre, il était dû aussi à l'action du fil de torsion).

Les équations générales applicables à ces appareils sont les suivantes :

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + f\frac{d\theta}{dt} = i\Phi \qquad (C = 0)$$

$$u = ri + L\frac{di}{dt} + \Phi\frac{d\theta}{dt}$$

i désignant l'intensité du courant dans le cadre à un instant t (ce courant peut être dû au passage de la quantité d'électricité à mesurer) et les autres coefficients ayant la même signification que pour un galvanomètre (V. chap. 3).

On suppose que le cadre se déplace entre les instants 0 et t_0 et les conditions initiales et finales caractérisant le mouvement sont rassemblées dans le tableau suivant :

t	θ	Vitesse du cadre $\frac{d\theta}{dt}$	i
0	0	0	0
t_0	θ_0	0	0

En intégrant mathématiquement les deux équations précédentes, on peut déduire de nouvelles relations :

$$f\,\theta_0 = \Phi\int_0^{t_0} i\,dt = \Phi q$$

$$\int_0^{t_0} u\,dt = rq + \Phi\theta_0$$

Elles montrent, d'une part, que la déviation θ_0 est proportionnelle à la quantité d'électricité q qui a traversé le cadre et, d'autre part, que cette déviation θ_0 représente à un coefficient près l'intégrale $\int_0^{t_0} u\,dt$. En effet, en portant le résultat de la première équation dans la seconde, on trouve :

$$\int_0^{t_0} u\,dt = \theta_0\left(\frac{rf}{\Phi} + \Phi\right)$$

Le fluxmètre aurait donc dû être appelé voltsecondemètre



Fig. IV-3 — Fluxmètre (*Compteurs Schlumberger*)

Dans la pratique, les fluxmètres sont des appareils à pivots sans ressort de rappel. Une aiguille, solidaire du cadre, permet de mesurer la déviation. Un fluxmètre comporte généralement deux boutons poussoirs, l'un pour court-circuiter l'élément de mesure pendant le transport (freinage par courant de Foucault), l'autre pour ramener l'aiguille devant une position quelconque de l'échelle.

Pour la mesure des flux magnétiques, une bobine exploratrice est branchée aux bornes de l'appareil. Lorsqu'elle est introduite dans un champ magnétique, l'aiguille du fluxmètre se déplace d'une quantité proportionnelle au flux traversant la bobine ; l'aiguille revient à sa position de départ lorsque la bobine est retirée du champ.

En effet, en passant d'un point où elle n'embrasse aucun flux à un autre point d'un champ magnétique où elle embrasse un flux φ, une f.é.m. a été induite dans la bobine et l'on peut sensiblement écrire :

$$\int_0^{t_0} u\,dt = \int_0^{t_0} -\frac{d\varphi}{dt}\,dt = -\varphi$$

La déviation θ_0 est donc bien proportionnelle au flux φ.

La mesure d'une quantité d'électricité Q met en œuvre les mêmes principes : si Q est obtenue en déchargeant un condensateur, celui-ci doit être placé directement aux bornes du fluxmètre (obligatoirement shunté comme on l'a dit au début de ce paragraphe ; fig. IV-4).

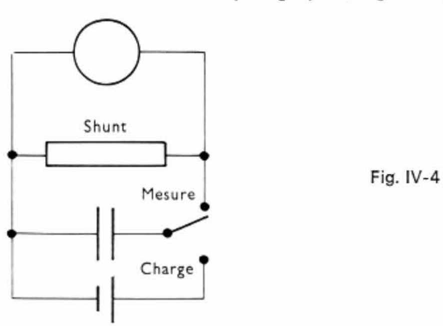


Fig. IV-4

3. AMPÈREMÈTRES ET VOLTMÈTRES MAGNÉTOÉLECTRIQUES

3.1. Éléments constitutifs. — Les ampèremètres et les voltmètres magnétoélectriques peuvent être considérés comme des galvanomètres magnétoélectriques dans lesquels on a modifié les dispositifs de suspension et de lecture.

Le cadre mobile comporte de 500 à 1 000 spires ; il est rectangulaire en général : 1 cm de large, 2 cm de long, par exemple. La suspension est à pivots ou à rubans tendus. L'aimant permanent a une forme qui varie d'un constructeur à l'autre (fig. IV-5) ; il est au tungstène ou au cobalt. L'induction dans l'entrefer est souvent comprise entre 0,05 et 0,25 T. Le couple résistant est exercé par des ressorts spiraux. L'amortissement est obtenu au moyen de courants

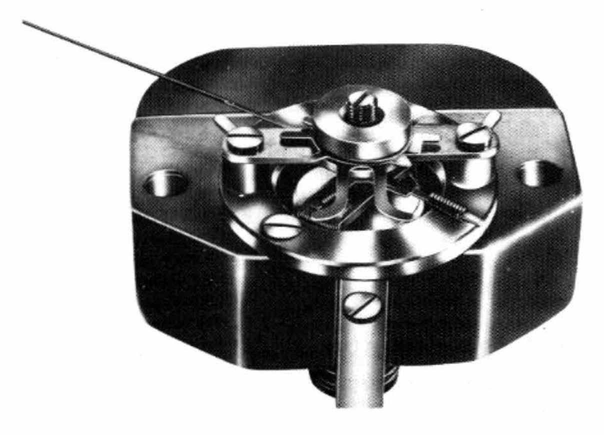
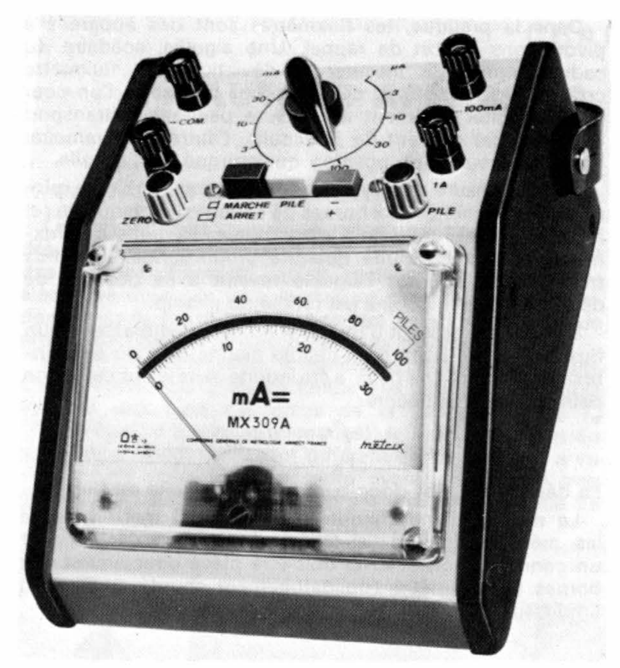


Fig. IV-5 — Équipage magnétoélectrique à pivots avec aimant extérieur (*ITT-Metrix*)



Microampèremètre (*ITT-Metrix*)



Voltampèremètre (*A.O.I.P.*)

de Foucault induits dans un anneau de cuivre ou d'aluminium qui supporte le cadre. Au centre du cadre, un noyau en métal de perméabilité moyenne concentre les lignes de force du champ magnétique. Une aiguille solidaire du cadre se déplace devant une graduation.

La déviation de cette aiguille étant proportionnelle au courant qui parcourt le cadre, la graduation de l'échelle est linéaire. On réalise aussi des appareils dont la graduation n'est pas linéaire, en donnant aux pièces polaires des formes différentes de celles des pièces polaires classiques.

Les frottements et le couple résistant étant supérieurs à ceux des galvanomètres à suspension, la sensibilité de ces appareils est beaucoup plus faible. Bien que spécialement choisis, les ressorts peuvent avoir une hystérésis mécanique non nulle : les appareils comportent donc un bouton de remise à zéro.

Avec un bobinage réalisé en fil de cuivre d'environ 5/100 mm de diamètre, la chute de tension due au cadre dépasse rarement 1 V.

3.2. Influences intérieures ou extérieures. — Le noyau en métal magnétique assure la concentration des lignes de force du champ principal et de celles des champs parasites. Cependant, du fait de la valeur élevée de l'induction dans l'entrefer, les champs magnétiques parasites intérieurs n'ont aucune influence. Des erreurs relatives proches de 0,1 % et même 0,2 % peuvent résulter de l'influence de champs parasites extérieurs.

L'influence de la température sur la précision de l'appareil est limitée car le courant qui traverse l'équipage mobile ne dépasse pas quelques milliampères, et l'on sait compenser l'effet de température lorsque les courants ont une faible intensité. Pour mesurer des courants intenses, il faut utiliser des shunts électriques fabriqués en métaux à faible coefficient de température, généralement du constantan ou du manganin (V. t. 1, Électricité, chap. 2). Comme la d.d.p. de contact cuivre-manganin (effet Peltier. V. t. 1, Électronique, chap. 6) est plus faible que celle du contact cuivre-constantan, on utilise presque toujours du manganin.

4. GÉNÉRALITÉS SUR L'UTILISATION

Tous les appareils magnétoélectriques sont des microampèremètres. Les millivoltmètres peuvent être considérés comme des microampèremètres de grande résistance interne ; le courant i qui les traverse est proportionnel à la tension u entre leurs bornes, c'est-à-dire à la tension à mesurer.

4.1. Microampèremètre. — Un microampèremètre doit être placé en série dans le circuit parcouru par le courant dont on veut mesurer l'intensité (fig. IV-6). La précision d'un microampèremètre ne dépasse jamais 1 %.

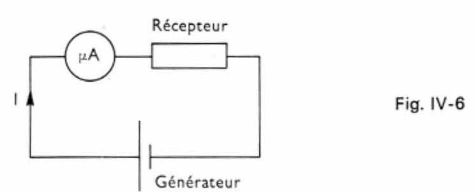


Fig. IV-6

Sa consommation est assez grande : elle peut être de 200 nW pour un appareil très soigné, mais elle atteint 1 000 nW pour les appareils d'utilisation courante. La connaissance de cette consommation permet de calculer la chute de tension due au cadre : un appareil consommant 1 000 nW = 10^{-6} W lors de la mesure d'un courant de 50 μA, provoque une chute de tension égale à $\Delta V = \frac{10^{-6}}{50 \cdot 10^{-6}}$ V = 20 mV. Lorsque cette chute de tension n'est pas négligeable, il faut tenir compte des modifications apportées au fonctionnement du circuit par l'introduction de l'appareil de mesure.

4.2. Millivoltmètre. — Il permet de mesurer une d.d.p. entre deux points reliés électriquement à ses bornes (fig. IV-7). Le millivoltmètre doit dériver le moins possible

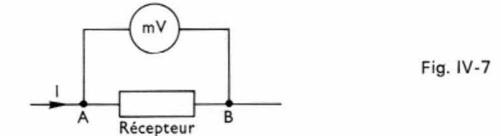


Fig. IV-7

de courant pour ne pas perturber le circuit : sa résistance interne doit être grande et sa consommation doit être faible. On a pris l'habitude de caractériser un millivoltmètre par le rapport de sa résistance interne et de son calibre (tension maximale mesurable pour un appareil à un seul calibre). Par exemple, on dit qu'un millivoltmètre de calibre 10 mV et de résistance 50 Ω présente une résistance interne de $\frac{50}{10 \times 10^{-3}} = 5\,000$ Ω/V.

Évidemment, on pourrait dire aussi qu'il consomme

$\frac{10.10^{-3}}{50} = 0{,}2$ mA. Les appareils d'utilisation courante ont des résistances internes de 1 000 Ω/V ou de 10 000 Ω/V ; certains ont des résistances internes de 200 kΩ/V.

L'influence de la température doit être limitée dans un millivoltmètre (la valeur de la résistance interne varie avec la température) ; on compense l'effet de température en montant en série avec le cadre une résistance compensatrice (V. ci-après, § 5).

5. AMPÈREMÈTRES — CALCUL DU SHUNT ET DE LA RÉSISTANCE DE COMPENSATION

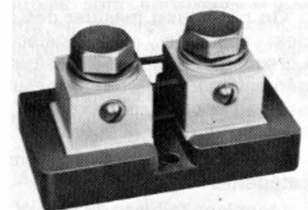
Un ampèremètre est un microampèremètre monté en parallèle avec un shunt. On a construit des shunts pouvant être traversés par des courants de 10 000 A et même de 50 000 A (à titre d'exemple, un shunt de 40 000 A a une masse de 1,2 tonne).

5.1. Détermination d'un shunt (V. t. 1, Électricité, chap. 4). — Pour transformer un milliampèremètre dont le cadre (en cuivre) présente une résistance r de 5 Ω et de calibre 20 mA en un ampèremètre de calibre 100 A, un shunt de résistance s est placé en parallèle avec le milliampèremètre (fig. IV-10). En appliquant la loi d'Ohm au shunt et à l'appareil de mesure, on peut écrire la relation suivante :

$$s\,(I - i) = ri \quad \text{ou :} \quad I = i\,\frac{r + s}{s} = mi$$

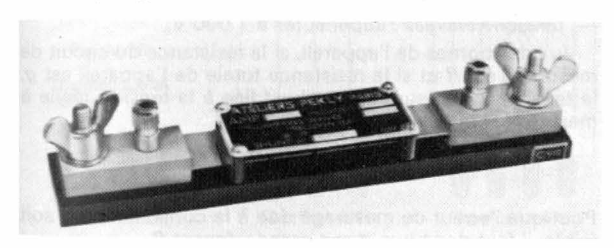
(I est le courant à mesurer et i le courant qui traverse le cadre)

On peut déduire la valeur de I de la mesure de i ; le coefficient de proportionnalité m est appelé **pouvoir multiplicateur du shunt.**



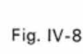
Shunt pour tableau ; classe de précision 1 (*Pekly*)

Shunt pour des mesures de contrôle ; classe de précision 0,5 (*Pekly*)



Il faut chercher la valeur de s qui permet d'obtenir un courant de 20 mA dans l'appareil de mesure (pour que la déviation soit maximale) alors que l'intensité du courant dans le circuit principal est égale à 100 A (fig. IV-8) :

$$s = r\,\frac{i}{I - i} = 5\,\frac{20.10^{-3}}{99{,}98} = 0{,}001\ 00\ \Omega$$



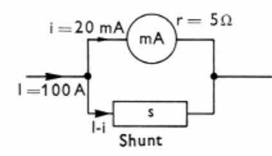


Fig. IV-8

5.2. Influence de la température. Résistance de compensation. — Si l'on suppose que les valeurs des résistances r et s ont été mesurées à 20 °C, on peut chercher quelle sera la déviation de l'appareil lorsqu'on mesure à 30 °C le même courant I de 100 A. Le coefficient de température du cuivre étant de 0,004 K^{-1} et celui du manganin de 0,000 15 K^{-1}, on notera r' et s' les valeurs des résistances à la nouvelle température :

$r' \approx 5\,[1 + (0{,}004 \times 10)] = 5{,}2\ \Omega$,

$s' \approx 0{,}001\ 00\,[1 + (0{,}000\ 15 \times 10)] = 0{,}001\ 001\ 5\ \Omega$.

Le courant dans le cadre devient alors égal à i' :

$$i' = I\,\frac{s'}{r' + s'} = 100\,\frac{0{,}001\ 001\ 5}{5{,}201\ 001\ 5} = 0{,}019\ 2\ \text{A}$$

Si l'échelle de lecture comporte 100 divisions, l'aiguille se place devant la graduation G telle que :

$$G = 100\,\frac{19{,}2}{20} = 96$$

À 30 °C, l'erreur relative de mesurage atteint donc 4 %.

Il n'en est plus de même si l'appareil comporte un cadre en cuivre de résistance 1 Ω (fig. IV-9) en série

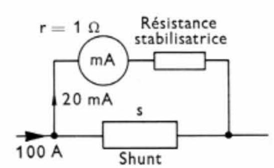


Fig. IV-9

Montage d'un shunt et d'une résistance stabilisatrice dans un ampèremètre

avec une résistance stabilisatrice en manganin de 4 Ω (valeurs données à 20 °C). La résistance totale de l'appareil est encore de 5 Ω et le même shunt s est nécessaire pour obtenir un ampèremètre de calibre 100 A. Cependant, à la température de 30 °C, la résistance totale cadre-résistance stabilisatrice est sensiblement égale à :

$r_t \approx 1\,[1 + (0{,}004 \times 10)] + 4\,[1 + (0{,}000\ 15 + 10)]$

$r_t \approx 5{,}046\ \Omega$.

L'intensité du courant dans le cadre prend une valeur i'' :

$$i'' = 100\,\frac{0{,}001\ 001\ 5}{5{,}047\ 001\ 5} = 0{,}019\ 8\ \text{A}$$

et la déviation du cadre est alors égale à :

$$G' = 100\,\frac{19{,}8}{20} = 99 \text{ divisions}$$

L'erreur relative de mesurage n'est plus alors que de 1 % grâce à l'emploi de la résistance stabilisatrice.

Un appareil déterminé peut être associé à des shunts différents. Souvent, on incorpore un certain nombre de shunts dans l'appareil lui-même (notamment les shunts utilisables pour la mesure des courants faibles). On emploie alors des résistances en manganin associées en série (fig. IV-10). Pour le calibre 5 A, le pouvoir multiplicateur du shunt s_1 est

$$m_1 = \frac{r + s_1 + s_2 + s_3 + s_4 + s_5}{s_1}$$

(s_1, s_2, s_3, s_4 et s_5 sont en série avec le milliampèremètre) ;

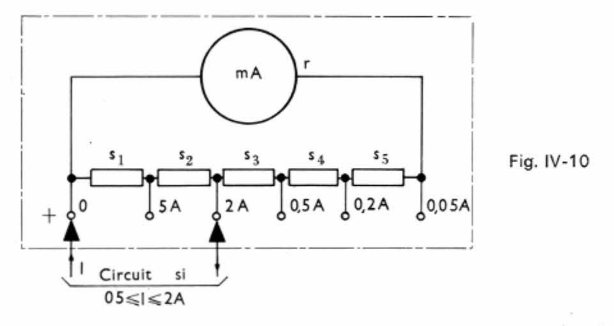
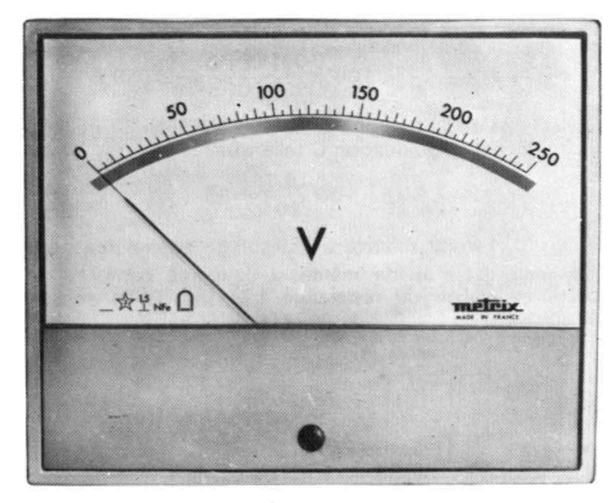


Fig. IV-10

pour le calibre 2 A, le pouvoir multiplicateur est égal à $m_2 = \frac{r + s_1 + s_2 + s_3 + s_4 + s_5}{s_1 + s_2}$, etc. Le rapport des divers pouvoirs multiplicateurs est indépendant de r, $\left(\frac{m_2}{m_1} = \frac{s_1}{s_1 + s_2}, \text{ etc.}\right)$; l'ensemble de shunts peut donc être utilisé avec n'importe quel appareil (quelle que soit sa résistance interne r) et il est appelé pour cela **shunt universel.** En réalité, l'emploi d'un shunt universel est cependant limité à un certain nombre d'appareils car il faut veiller à obtenir aussi l'amortissement critique (sensiblement).

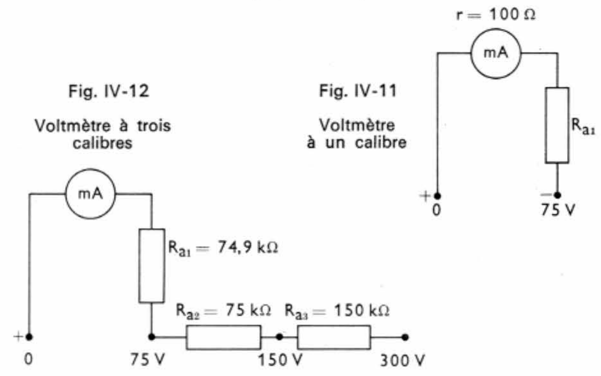


Voltmètre magnétoélectrique de tableau (*ITT-Metrix*)

6. VOLTMÈTRES

Un voltmètre à un calibre est un milliampèremètre auquel on ajoute une résistance en série avec le cadre.

Par exemple, avec un appareil dont le cadre a une résistance de 100 Ω et dont la déviation totale est atteinte lorsqu'il est parcouru par un courant de 1 mA, on peut réaliser un voltmètre de calibre 75 V. Il faut que la résistance totale de l'appareil soit de 75 000 Ω afin que le courant qui entraîne la pleine déviation du cadre soit de 1 mA lorsque la d.d.p. aux bornes de l'appareil est 75 V. Il faut donc ajouter une résistance R_{a1} de 74 900 Ω en série avec le cadre (fig. IV-11).



En plaçant diverses résistances additionnelles en série à l'intérieur du boîtier de l'appareil, on obtient un voltmètre à plusieurs calibres (fig. IV-12).

Les valeurs des résistances additionnelles à placer entre les bornes des calibres sont obtenues en opérant comme précédemment. Par exemple, pour le calibre 150 V, il faut une résistance additionnelle de $\frac{150}{10^{-3}}\ \Omega = 150\ \text{k}\Omega$; comme entre les bornes 0 et 75 V la résistance interne est égale à 75 kΩ, il faut ajouter une résistance de 75 kΩ entre les bornes 75 V et 150 V. Si la résistance interne de l'appareil dépend du calibre (75 kΩ pour le calibre 75 V, 150 kΩ pour le calibre 150 V, etc.), elle est cependant toujours de 1 kΩ/V quel que soit le calibre (cela explique l'intérêt de cette caractéristique).

Pour des calibres supérieurs à 1 500 V, les résistances additionnelles sont placées à l'extérieur de l'appareil.

Pour que l'erreur de mesurage soit faible, il faut que la résistance totale de l'appareil (cadre plus résistance additionnelle) soit beaucoup plus grande que celle du circuit sur lequel on fait le mesurage. Pratiquement, si la résistance du voltmètre est 500 fois plus grande que celle du circuit à mesurer, l'erreur de mesurage n'est déjà plus que 0,2 %.

En ce qui concerne l'erreur due à la température, elle est pratiquement négligeable si la résistance additionnelle est en manganin.

7. MESURE DES COURANTS ET DES TENSIONS CONTINUS

Dans la pratique, on classe les courants en quatre catégories :

— *courants très faibles :* intensités inférieures à 1 nA,
— *courants faibles :* intensités comprises entre 1 nA et 1 µA,
— *courants moyens :* intensités comprises entre 1 µA et 1 000 A,
— *courants intenses :* intensités supérieures à 1 000 A.

La mesure des courants très faibles ne peut être faite avec des appareils magnétoélectriques. On doit utiliser des appareils électroniques qui seront décrits par ailleurs (V. chap. 9).

La mesure des courants faibles est réalisée à l'aide d'un galvanomètre à cadre mobile muni ou non d'un shunt.

La mesure des courants moyens peut se faire en utilisant directement un microampèremètre, un milliampèremètre ou un ampèremètre. La résistance g de l'appareil doit être au plus égale à la fraction $\frac{p}{100}$ de la résistance R du circuit, si l'on admet une erreur relative de mesurage de p % du fait de la consommation.

En effet, si l'on insère dans ce circuit un appareil de résistance g, le courant passe de la valeur $I = \frac{E}{R}$ (E f.é.m. du générateur alimentant le circuit) à une valeur I' lue sur l'appareil : $I' = \frac{E}{R+g}$. On voit que I est en réalité égal à $K\,I'$, K représentant une constante : $K = \left(1 + \frac{g}{R}\right)$.

On peut aussi mesurer des courants intenses en utilisant des appareils magnétoélectriques munis de shunts. Lorsque la puissance à dissiper par le shunt est trop grande, généralement on préfère mesurer une grandeur proportionnelle au courant, par exemple, l'intensité du champ magnétique produit par le courant.

En ce qui concerne les tensions, on les classe en trois catégories :

— *tensions faibles :* de 0,1 µV à 1 mV,
— *tensions moyennes :* de 1 mV à 1 000 V,
— *tensions élevées :* supérieures à 1 000 V.

Vue des bornes de l'appareil, si la résistance du circuit de mesurage est R et si la résistance totale de l'appareil est g, la tension V_1 lue sur l'appareil est liée à la tension réelle à mesurer par la relation suivante :

$$V_1 = V_{\text{réelle}}\left(\frac{g}{g+R}\right)$$

Pour que l'erreur de mesurage due à la consommation soit faible, il faut donc que g soit grande devant R.

La mesure des tensions faibles peut se faire avec un galvanomètre magnétoélectrique ; l'emploi de cet appareil est cependant limité du fait de sa consommation.

La mesure des tensions moyennes ne présente pas de difficultés avec un appareil magnétoélectrique dont on connaît la résistance interne.

Il en est de même pour des tensions élevées ne dépassant pas 1 500 V. Au-delà de 1 500 V, on doit ajouter des résistances additionnelles à l'extérieur de l'appareil.

8. MESURE DES COURANTS ET DES TENSIONS ALTERNATIFS

Tels qu'ils ont été décrits, les appareils magnétoélectriques ne permettent de mesurer que des courants continus : lorsque le cadre est parcouru par un courant alternatif, le couple moteur est aussi alternatif et sa valeur moyenne est nulle : le cadre reste immobile. Pour un courant alternatif ou pour une tension alternative, il faut réaliser un redressement (V. t. 1, Électronique, chap. 18) ou créer une d.d.p. continue proportionnelle à la grandeur alternative à mesurer. Le premier cas est celui des appareils magnétoélectriques à redresseurs, le second correspond à celui des appareils à thermocouples.

Fig. IV-13

Redresseur en pont

Fig. IV-14

Redresseur va-et-vient

Millivoltmètre à thermocouples (*Compteur Schlumberger*)

Les circuits redresseurs comportent des diodes au germanium ou au silicium. On utilise soit un montage en pont (fig. IV-13), soit un montage en va-et-vient (fig. IV-14). Le courant unidirectionnel fourni par le redresseur traverse le cadre (en totalité ou en partie) ; la déviation est proportionnelle à l'intensité moyenne du courant dans le cadre, mais l'échelle est graduée directement en valeurs efficaces.

Les appareils à thermocouples sont constitués d'une petite résistance qui s'échauffe au passage du courant à mesurer et d'un thermocouple placé à proximité (V. chap. 20 § 8 et t. 1, Électronique, chap. 6). Si le thermocouple est en contact avec la résistance chauffante, l'appareil est dit à *chauffage direct*. Généralement, thermocouple et résistance

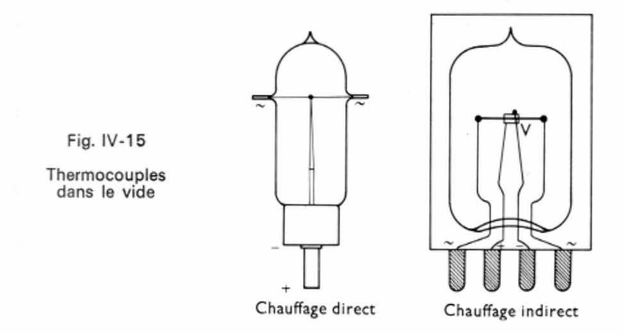


Fig. IV-15

Thermocouples dans le vide

sont noyés dans une même perle de verre mais ne sont pas en contact; l'appareil est alors dit à *chauffage indirect* (fig. IV-15). La d.d.p. aux bornes du thermocouple est proportionnelle à son échauffement, lui-même proportionnel au carré de la valeur efficace du courant qui traverse la résistance. Un tel appareil indique la valeur efficace du courant à mesurer et son échelle est parabolique.

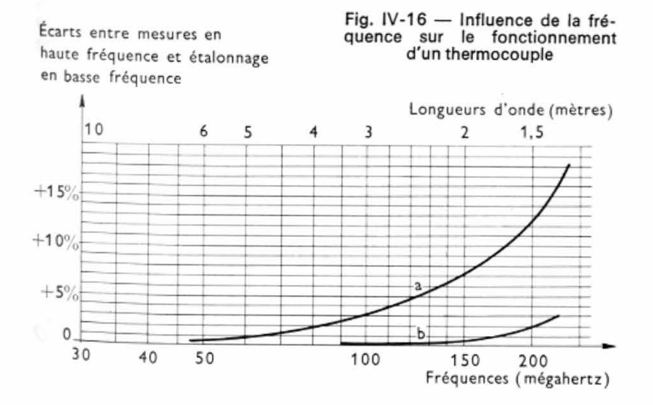


Fig. IV-16 — Influence de la fréquence sur le fonctionnement d'un thermocouple

Dans les **appareils à thermocouples,** l'erreur due à la température est relativement faible, car la résistance chauffante est portée à une température élevée, généralement proche de 150 °C. En revanche, les champs électromagnétiques à haute fréquence peuvent échauffer le thermocouple par induction. Malgré la petite taille de l'élément chauffant, l'inertie thermique n'est pas négligeable et le temps de réponse de ces appareils peut atteindre 1 à 10 s. La fréquence du courant à mesurer peut varier dans de grandes proportions, de 1 Hz à 10 MHz ou parfois 100 MHz, sans que la précision de l'appareil soit modifiée (fig. IV-16).

9. APPAREILS À UTILISATIONS MULTIPLES

Ces appareils, appelés plurimètres, multimètres, contrôleurs universels, polymètres, suivant les constructeurs, sont des appareils magnétoélectriques très robustes et compacts, nantis d'un grand nombre de shunts et de résistances additionnelles. Ils permettent de mesurer une large gamme de tensions et de courants, alternatifs ou continus. Une échelle graduée en unités de résistance permet aussi de mesurer directement des résistances jusqu'à plusieurs mégohms (en classe 5). Généralement, les calibres s'étendent de 0,3 à 1 000 V et de 10^{-4} à 1 A en courant continu (classe de précision 1 ou 1,5) et de 1 à 1 000 V et 10^{-4} à 10 A en alternatif (classe de précision : 2,5).



Multimètre (*Chauvin-Arnoux*)

CHAPITRE V

APPAREILS ÉLECTRODYNAMIQUES

1. ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS

L'équipage mobile des appareils électrodynamiques est un cadre bobiné, sans fer, monté sur pivots et solidaire d'une aiguille. Le couple de rappel est exercé au moyen de ressorts spiraux ($T_r = C\theta$) et l'amortissement est dû à l'action d'un frein à air. La partie fixe qui fournit le champ magnétique est constituée d'une ou plusieurs bobines (fig. V-1).

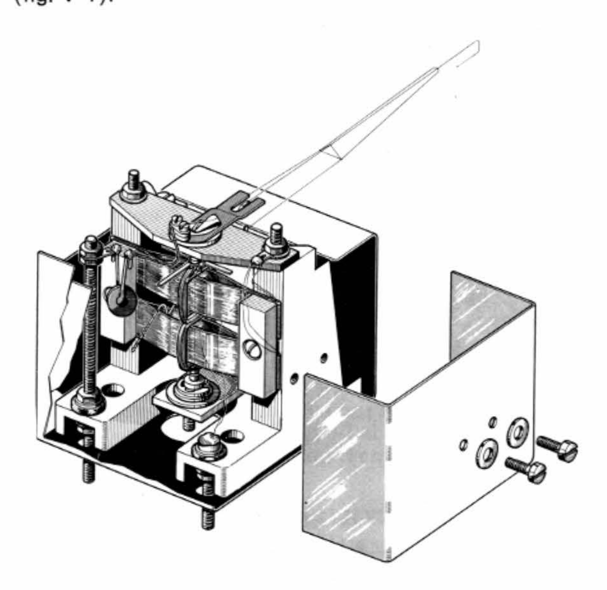


Fig. V-1 — Schéma éclaté d'un appareil électrodynamique étalon pour courant continu et courant alternatif (*A.O.I.P.*)

2. COUPLE MOTEUR

Les conducteurs du cadre mobile sont parcourus par un courant et se trouvent dans le champ magnétique créé par le courant qui traverse les bobines fixes ; ils sont donc soumis à des forces et un couple moteur est appliqué à l'équipage mobile.

On désigne par i_1 l'intensité du courant traversant la bobine fixe d'inductance L_1, par i_2 celle du courant dans la bobine mobile d'inductance L_2 et par M l'inductance mutuelle des deux bobines. L'énergie potentielle du système est égale à :

$$W = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + M i_1 i_2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2$$

Le moment du couple moteur T_m est égal à $\frac{dW}{d\theta}$ (V. chap. 2) ;

Comme M est le seul terme dont la valeur varie en fonction de la position angulaire θ du cadre, on peut écrire :

$$T_m = \frac{dW}{d\theta} = \frac{dM}{d\theta} i_1 i_2$$

Si les courants i_1 et i_2 sont des courants continus, la valeur de T_m se déduit directement de cette relation. S'il s'agit de courants alternatifs de même pulsation et dont les valeurs instantanées sont respectivement :

$i_1 = I_{1\text{eff}} \sqrt{2} \sin \omega t$ et $i_2 = I_{2\text{eff}} \sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi)$, le couple moteur admet une valeur moyenne $\overline{T}_m$. On peut calculer $\overline{T}_m$ en considérant un intervalle de temps égal à une période T.

$$\overline{T}_m = \frac{1}{T} \int_0^T 2 \frac{dM}{d\theta} I_{1\text{eff}} I_{2\text{eff}} \sin \omega t \sin (\omega t - \varphi)\, dt$$

$$\overline{T}_m = \frac{dM}{d\theta} I_{1\text{eff}} I_{2\text{eff}} \cos \varphi - \frac{1}{T} \frac{dM}{d\theta} I_{1\text{eff}} I_{2\text{eff}} \int_0^T \cos (2\omega t - \varphi)\, dt$$

On peut remarquer que la valeur moyenne du moment du couple est la somme de deux termes. Le premier terme $\left(\frac{dM}{d\theta} I_{1\text{eff}} I_{2\text{eff}} \cos \varphi\right)$ représente un couple constant dont l'action entraîne la déviation constante du cadre ; le deuxième terme représente un couple pulsatoire de pulsation 2ω dont la valeur moyenne est nulle. Du fait de son inertie, l'équipage mobile ne peut suivre les variations de ce couple que si la fréquence des courants est inférieure à une certaine valeur, généralement 10 à 15 Hz.

Les appareils électrodynamiques sont donc utilisables à la fois pour des courants continus et pour des courants alternatifs de fréquence suffisante.

Souvent le coefficient M est proportionnel au cosinus de l'angle θ : $M = M_0 \cos \theta$; dans ce cas, le moment du couple moteur est proportionnel à $\sin \theta$ (puisque $\frac{dM}{d\theta} = - M_0 \sin \theta$). Ce couple est maximal pour $\sin \theta = 1$, c'est-à-dire lorsque $\theta = \frac{\pi}{2}$ radians. Il est donc intéressant d'utiliser un tel appareil lorsque la déviation est aussi proche que possible de $\theta = \frac{\pi}{2}$ rad ; cela est réalisé par calage mécanique de l'équipage mobile.

Pour obtenir des déviations de 120° ou de 150°, on utilise deux bobines fixes décalées l'une par rapport à l'autre.

3. UTILISATION EN VOLTMÈTRE

La tension continue U à mesurer est appliquée, d'une part, aux bobines fixes, d'autre part, à la bobine mobile ; des résistances additionnelles sont placées dans chacun de ces circuits pour limiter les intensités des courants qui sont respectivement égales à : $i_1 = \frac{U}{R_1}$ et $i_2 = \frac{U}{R_2}$ si l'on désigne par R_1 et R_2 les résistances totales de ces dérivations. Le moment du couple moteur proportionnel au produit $i_1 i_2$ est donc aussi proportionnel à U^2 et il en est de même de la déviation θ de l'aiguille : le voltmètre est à échelle parabolique (fig. V-2).

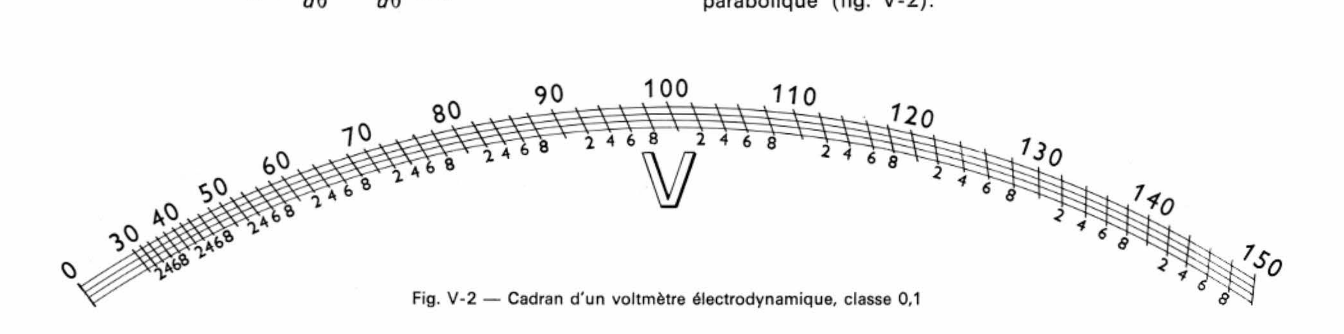


Fig. V-2 — Cadran d'un voltmètre électrodynamique, classe 0,1

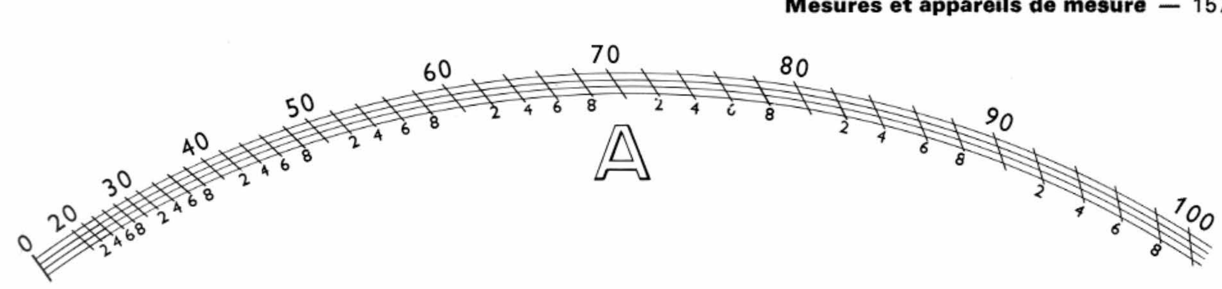


Fig. V-3 — Cadran d'un ampèremètre électrodynamique, classe 0,1

Lorsqu'il s'agit d'une tension alternative de valeur efficace U_{eff}, le moment du couple moteur et la déviation θ sont proportionnels au carré de U_{eff}. Les résistances additionnelles insérées dans les circuits fixes et mobiles sont suffisamment grandes pour que les courants i_1 et i_2 soient en phase ($\cos \varphi = 1$). L'échelle de lecture est alors utilisable en courant continu et en courant alternatif.

4. UTILISATION EN AMPÈREMÈTRE

Les deux bobines, munies ou non de shunts, sont parcourues par le courant à mesurer ou par un courant proportionnel à celui-ci. Le couple moteur et la déviation de l'aiguille sont proportionnels au carré de l'intensité du courant en continu, au carré de l'intensité efficace en alternatif ; l'ampèremètre est à l'échelle parabolique (fig. V-3).

5. UTILISATION EN WATTMÈTRE

Un appareil électrodynamique peut être utilisé pour mesurer la puissance absorbée par un récepteur. On branche la bobine fixe, éventuellement munie d'un shunt, en série dans le circuit : elle est donc parcourue par un courant d'intensité i_1 égale ou proportionnelle à l'intensité i du courant dans le récepteur (fig. V-4). La bobine mobile,

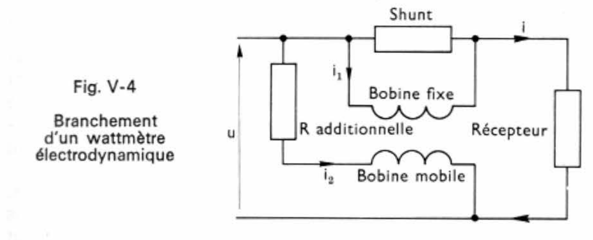


Fig. V-4

Branchement d'un wattmètre électrodynamique

généralement munie d'une résistance additionnelle, est branchée en parallèle avec le récepteur : elle est donc parcourue par un courant d'intensité i_2 proportionnelle à la tension u aux bornes du récepteur (la d.d.p. aux bornes de l'ensemble shunt-bobine fixe étant supposée négligeable) la tension u est égale à la d.d.p. aux bornes du récepteur).

En courant continu, le moment du couple moteur est proportionnel au produit ui : *la déviation est proportionnelle à la puissance absorbée par le récepteur*. En alternatif, le moment du couple admet une valeur moyenne :

$$T_m = K\, U_{eff}\, I_{eff} \cos \varphi$$

(U_{eff} et I_{eff} désignent les valeurs efficaces de i et de u, φ correspond à leur déphasage) ; la déviation est alors *proportionnelle à la puissance active fournie au récepteur*. La graduation d'un wattmètre est formée de divisions égales et elle est utilisable en courant continu et en courant alternatif (fig. V-5).

D'un point de vue pratique, on trouve des appareils sans fer ayant une bonne classe de précision mais dont la consommation est importante, ou des appareils moins précis, mais ayant une plus faible consommation et qui comportent un cylindre feuilleté de haute perméabilité dans la bobine mobile. Ces derniers appareils présentent aussi l'avantage d'être moins volumineux.

Les wattmètres comportent généralement deux calibres de courant (ils sont obtenus en couplant en série ou en parallèle les différentes parties de l'enroulement fixe) et deux ou trois calibres de tension (fig. V-6 a et b).

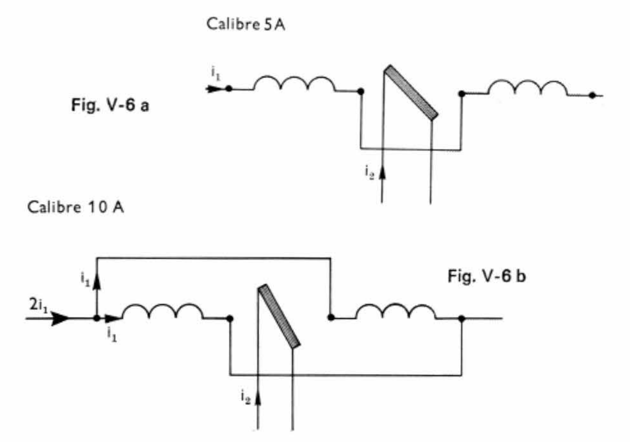


Fig. V-6 a

Fig. V-6 b

6. ERREURS DUES AUX GRANDEURS D'INFLUENCE

L'influence des champs magnétiques extérieurs pouvant être très importante du fait que le champ interne est très faible, on blinde l'appareil avec du mumétal. Malgré ce blindage, cette influence des champs extérieurs est encore sensible et l'erreur de mesurage peut atteindre 0,2 % du maximum de l'échelle. Pour éviter toute erreur, on réalise des appareils dits **astatiques** qui comportent deux cadres mobiles identiques, bobinés en sens inverse et placés à l'intérieur de deux bobinages inducteurs également bobinés en sens inverse (fig. V-7). Ainsi, les moments des couples s'exerçant sur les deux bobines s'ajoutent lorsqu'ils sont créés par les courants à mesurer et s'annulent lorsqu'ils sont dus à un champ extérieur constant ou variable.

Une élévation de température diminue le couple résistant des ressorts spiraux ; on s'arrange pour que cette variation soit de 0,4 % par kelvin. Le coefficient de température du cuivre étant de 0,004 K^{-1}, le moment du couple moteur diminue de 0,4 % lorsque la température s'élève

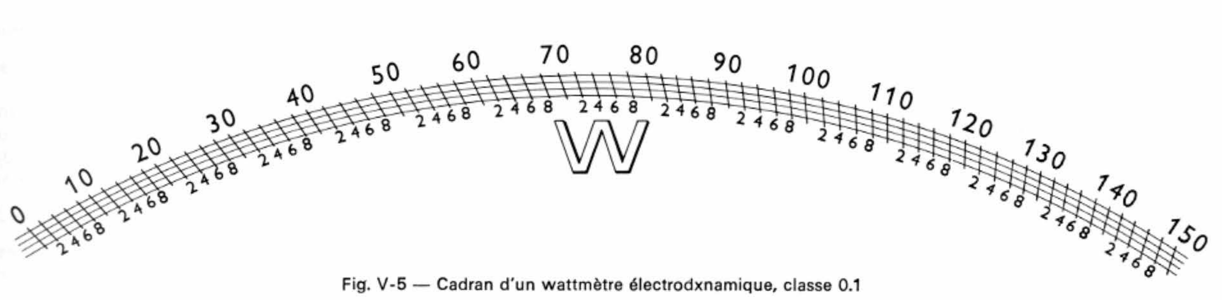


Fig. V-5 — Cadran d'un wattmètre électrodxnamique, classe 0.1

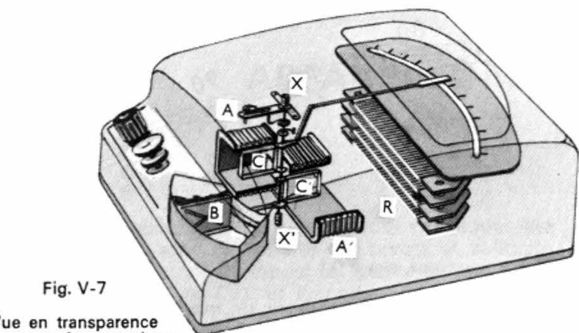


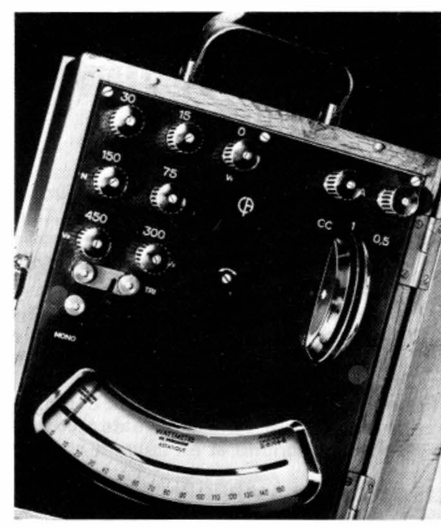
Fig. V-7

Vue en transparence d'un wattmètre astatique
A et A' : bobines fixes ; B : amortisseur ; C et C' : bobines mobiles ; R : résistance additionnelle ; XX' : axe de rotation

de 1 K (ou 1 °C). Ainsi, si les résistances additionnelles sont en manganin donc à très faible coefficient de température, l'appareil est très peu influencé par des variations de température.

7. INFLUENCE DE LA FRÉQUENCE DU COURANT ET DE LA FORME D'ONDE

En alternatif, la réactance des bobines varie avec la fréquence et l'erreur de mesurage n'est pas négligeable. Elle est variable le long de la graduation ; elle peut atteindre 6 % à 5 kHz et 9 % à 10 kHz. En pratique, on ne doit jamais utiliser des appareils électrodynamiques à des fréquences supérieures à 200 Hz.



Wattmètre astatique de précision (*Chauvin-Arnoux*)

Si le courant n'est pas sinusoïdal, les erreurs de mesurage dépendent des harmoniques (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1). En particulier, pour une mesure de puissance, si le courant présente un harmonique donné et que la tension ne possède pas cet harmonique, la puissance correspondante ne sera pas mesurée.

CHAPITRE VI
LES APPAREILS FERROMAGNÉTIQUES

1. ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS

Deux types d'appareils ferromagnétiques peuvent être distingués (V. fig. II-2) :

— les **appareils à attraction** comportent une palette en métal magnétique mobile autour d'un axe, lui-même solidaire d'une aiguille et une bobine. Lorsque celle-ci est traversée par un courant, la palette est attirée et la déviation de l'aiguille est d'autant plus grande que le courant est plus intense. Un système d'amortissement pneumatique est adjoint à l'équipage mobile ;

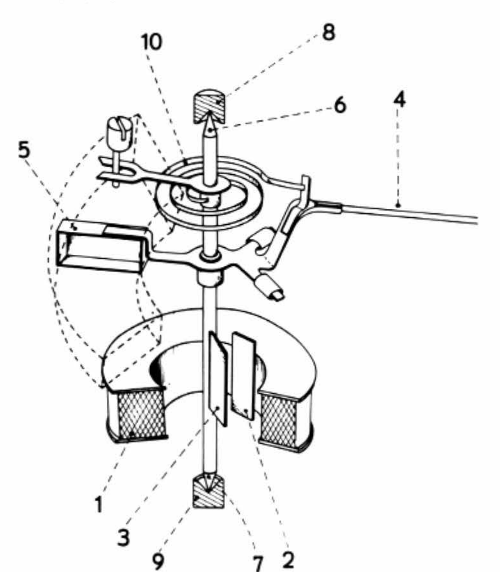


Fig. VI-1 — Mouvement ferromagnétique
1. bobinage fixe ; 2. palette fixe ; 3. palette mobile en fer doux ; 4. aiguille ; 5. volet d'amortisseur ; 6 et 7. pivots ; 8 et 9. pierres creusées en cône ; 10. ressort spiral (*Pekly*)

— les **appareils à répulsion** dans lesquels deux palettes, l'une fixe et l'autre mobile autour d'un axe, sont aimantées grâce au champ magnétique produit par une bobine fixe (fig. VI-1). Ces palettes aimantées se repoussent ; les forces de répulsion croissent avec l'intensité du courant dans la bobine magnétisante.

Ces appareils peuvent être à axe vertical et dans ce cas, le couple résistant est exercé par des ressorts spiraux. Dans certains appareils à axe horizontal, le couple résistant peut être dû à l'action de la pesanteur sur une masselotte.

2. COUPLE MOTEUR

Si l'on appelle L l'inductance du bobinage, N le nombre de spires qu'il comporte et $\mathcal{R}$ la réluctance du circuit magnétique, l'énergie potentielle du circuit parcouru par un courant continu d'intensité I est égale à $W = \frac{1}{2} L I^2$. Le moment du couple moteur est proportionnel au carré de l'intensité I :

$$T_m = \frac{dW}{d\theta} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\theta}$$

L dépend de la position des noyaux ferromagnétiques, c'est-à-dire de la déviation θ. Sensiblement, cette inductance L est égale à $L = \frac{N^2}{\mathcal{R}}$ avec $\frac{1}{\mathcal{R}} = k\theta$ (k désignant une constante). Par conséquent, la déviation θ, proportionnelle au moment du couple moteur ($T_m = \frac{k}{2} N^2 I^2$), varie comme le carré de I^2. La graduation de l'appareil est donc parabolique.

Un appareil ferromagnétique est utilisable en courant alternatif. À chaque instant, le moment du couple moteur est proportionnel au carré de l'intensité instantanée du courant et il admet une valeur moyenne proportionnelle au carré de l'intensité efficace de ce courant $\left(\overline{T}_m = \frac{k}{2} N^2 I^2_{\text{eff}}\right)$.

La consommation des appareils ferromagnétiques est importante ; cela constitue un grave inconvénient.

3. UTILISATION EN AMPÈREMÈTRE

L'utilisation en ampèremètre découle du principe même de l'appareil. Dans cet usage, la bobine fixe peut être constituée de plusieurs éléments indépendants pouvant être couplés en parallèle ou en parallèle et en série. Avec quatre éléments d'intensité nominale 2,5 A, on réalise un ampèremètre à trois calibres : 2,5 A, 5 A et 10 A (fig. VI-2). Un tel ampèremètre consomme entre 0,8 et 2 VA.

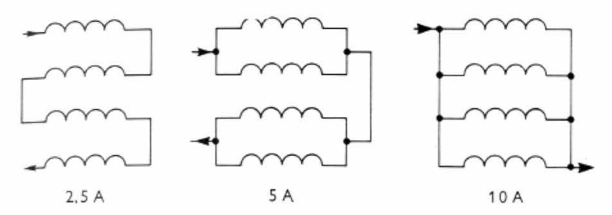


Fig. VI-2 — Montage d'un ampèremètre ferromagnétique à calibres

Par adjonction de shunts, on peut évidemment obtenir des appareils de calibres supérieurs.

4. UTILISATION EN VOLTMÈTRE

Dans cet usage, la bobine est connectée en série avec une résistance additionnelle en manganin qui peut être insérée dans le boîtier de l'appareil si le calibre du voltmètre ne dépasse pas 750 V. Ces appareils doivent être traversés par courants compris entre 100 et 300 mA, ce qui est important. Ils sont cependant beaucoup utilisés comme appareils de tableaux, car l'élément mobile n'étant parcouru par aucun courant, ils sont très robustes (fig. VI-3).

5. CAUSES D'ERREURS

Le moment du couple moteur étant proportionnel au carré du courant à mesurer, les appareils ferromagnétiques sont utilisables aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu. Cependant, avec le même nombre d'ampères-tours, la déviation de l'aiguille est plus grande si le courant à mesurer est continu ; cet écart est dû à l'hystérésis du circuit magnétique. Certains appareils comportent deux graduations, l'une pour le courant continu et l'autre pour le courant alternatif.

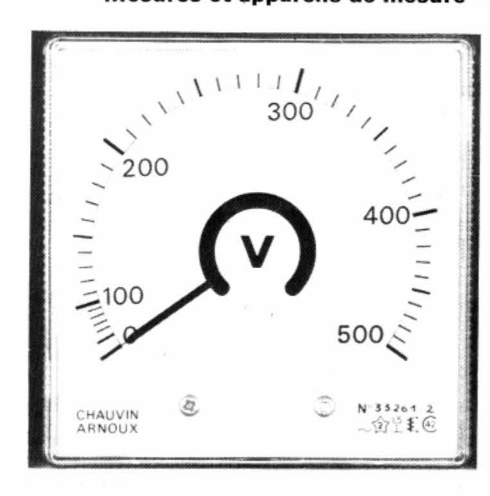


Fig. VI-3 — Voltmètre ferromagnétique de tableau ; classe de précision 1,5 (*Chauvin-Arnoux*)

Un champ magnétique extérieur peut entraîner une erreur de mesurage importante et ces appareils sont généralement blindés.

La fréquence du courant à mesurer a une grande importance sur la précision de l'appareil car l'impédance de la bobine varie largement avec cette fréquence. De plus, les pertes par courants de Foucault dans le circuit magnétique augmentent aussi avec la fréquence, bien que ce circuit soit généralement feuilleté. Pratiquement, un ampèremètre peut être utilisé jusqu'à 300 Hz et un voltmètre jusqu'à 150 Hz.

CHAPITRE VII

LES APPAREILS À INDUCTION

1. ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS (fig. VII-1)

Ces appareils, ne fonctionnant qu'en courant alternatif, comportent une ou plusieurs bobines fixes qui induisent des courants de Foucault dans une bobine mobile en court-circuit ou dans un disque métallique amagnétique (V. t. 1, Électricité, chap. 25). Les champs magnétiques inducteurs agissant sur les courants induits, l'élément mobile est soumis à un couple.

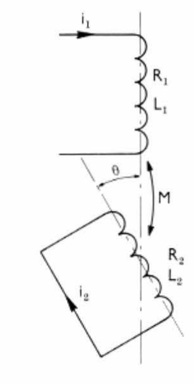


Fig. VII-1
Principe d'un appareil à induction

2. CALCUL DU COUPLE MOTEUR

Un appareil à induction *dont l'élément mobile est une bobine* est en fait un appareil électrodynamique dont le circuit secondaire est en court-circuit. En reprenant les notations du chapitre 5 § 2, le moment du couple moteur est donné par la relation suivante :

$$T_m = \frac{dM}{d\theta} I_{1\,\text{eff}} I_{2\,\text{eff}} \cos \varphi$$

Dans le cas présent, le courant i_2 dans la bobine mobile est induit par le courant i_1 ; il est déphasé d'un angle φ égal à π radians en arrière de i_1 ($|\cos \varphi| = 1$) et sa valeur efficace est :

$$I_{2\,\text{eff}} = \frac{M\omega I_{1\text{eff}}}{\sqrt{R_2^2 + L_2^2\,\omega^2}}$$

(R_2 et L_2 désignant toujours respectivement la résistance et l'inductance de la bobine mobile). Si par ailleurs R_2 est négligeable devant ($L_2\omega$) on aura :

$$T_m = \frac{dM}{d\theta} I_1{}^2{}_{\text{eff}} \frac{M}{L_2}$$

Généralement, le rotor n'est pas bobiné, mais constitué d'un disque de cuivre ou d'aluminium mobile autour d'un axe. Dans ce cas, si le système constitué est symétrique, le coefficient M est le même quelle que soit la position du disque tournant et le terme $\frac{dM}{d\theta}$ est nul ainsi que le couple moteur. Pour qu'il n'en soit pas ainsi, il faut créer une dissymétrie : cela est réalisé en entourant la moitié d'un pôle du circuit magnétique d'une bague de cuivre en court-circuit (spire de Frager. V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8).

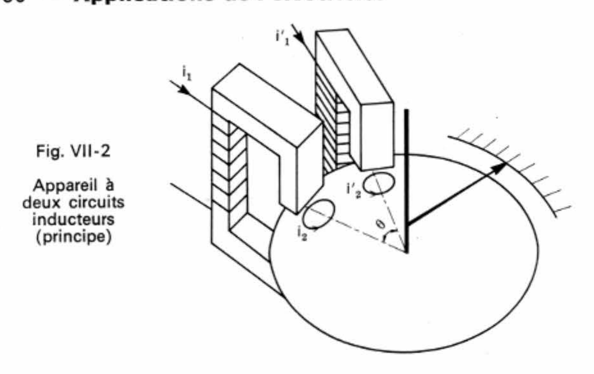


Fig. VII-2

Appareil à deux circuits inducteurs (principe)

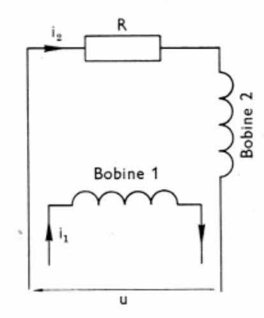


Fig. VII-3

Branchement d'un appareil à deux inducteurs. Dans le cas d'un wattmètre, la bobine 1 est en série avec le récepteur ($i_1 \sim i$), tandis que l'ensemble bobine 2 résistance R est en parallèle avec ce même récepteur ($i_2 \sim u$)

3. APPAREIL À DEUX CIRCUITS INDUCTEURS

Si l'appareil à un seul circuit inducteur n'est guère utilisé, il permet d'expliquer le fonctionnement des appareils à deux circuits inducteurs. Dans ceux-ci, deux circuits magnétiques non bagués induisent des courants de Foucault dans un disque mobile unique (fig. VII-2). Ces circuits magnétiques sont décalés l'un par rapport à l'autre et ils sont placés suivant deux directions séparées par un angle θ. Étant disposés symétriquement par rapport au disque, ils fournissent des champs inducteurs qui ne peuvent pas créer de couple par action sur les courants auxquels ils donnent naissance. En revanche, chaque champ magnétique peut agir sur le courant induit par l'autre circuit magnétique et les deux couples moteurs s'ajoutent algébriquement.

Si les courants i_1 et i_2 qui parcourent les deux bobinages des circuits inducteurs sont déphasés d'un angle φ, et si les deux circuits inducteurs sont décalés de 90° par rapport à l'axe du disque ($\theta = 90°$), le disque mobile se comporte comme le rotor d'un moteur à champ tournant. Il est soumis à un couple moteur dont la valeur moyenne est égale à :

$$\overline{T}_m = K_1\, I_{1\text{eff}}\, I'_{2\text{eff}} \sin \varphi \qquad (K_1 = \text{Cte})$$

4. PRINCIPAUX APPAREILS INDICATEURS À INDUCTION

Tous les appareils à induction sont constitués de deux circuits inducteurs décalés d'un angle θ. Si le disque mobile est muni d'un ressort spiral de rappel, l'appareil prend une position d'équilibre telle que le couple moteur soit égal au couple résistant : c'est un *appareil indicateur*. Au contraire, en l'absence de couple de rappel, le disque mobile tourne en permanence et, moyennant un dispositif totalisant le nombre de tours effectués par le disque, l'ensemble constitue un *compteur* (V. chap. 13). Dans tous les cas, un aimant permanent assure l'amortissement du disque (freinage par courants de Foucault. V. t. 1, Électricité, chap. 25).

Si l'un des bobinages est traversé par un courant i_1 égal ou proportionnel au courant i parcourant un circuit donné (fig. VII-3) et l'autre par un courant i_2 proportionnel à la tension u aux bornes du même circuit, mais décalé de $\frac{\pi}{2}$ rad par rapport à cette tension, le moment du couple moteur est égal à :

$$T_m = K\, I_{\text{eff}}\, U_{\text{eff}} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) = K\, I_{\text{eff}}\, U_{\text{eff}} \cos \varphi$$

(K désignant une constante)

L'appareil peut être utilisé pour mesurer la puissance active dissipée dans un circuit : c'est un wattmètre (V. t. 1, Électricité, chap. 33). Le déphasage du courant i_2 par rapport à la tension u est obtenu très facilement car le bobinage est très inductif.

Pour réaliser un varmètre, c'est-à-dire un appareil mesurant l'énergie réactive, il faut mettre une résistance de grande valeur en série avec le bobinage-tension. Ainsi, le courant dans ce bobinage est toujours proportionnel à la tension u et est en phase avec la tension ; le moment du couple moteur est proportionnel au produit ($U_{\text{eff}}\, I_{\text{eff}} \sin \varphi$).

Dans le cas où le courant i_1 est égal ou proportionnel à un courant i à mesurer et en phase avec lui (fig. VII-4), et que le courant i_2 est lui aussi proportionnel à i mais décalé de $\frac{\pi}{2}$ rad par rapport à i, le couple moteur est proportionnel à I^2_{eff}. L'appareil réalisé est un ampèremètre ; son échelle est parabolique puisque la déviation de l'équipage mobile est proportionnelle au carré de l'intensité efficace du courant mesuré.

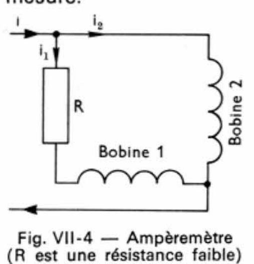


Fig. VII-4 — Ampèremètre (R est une résistance faible)

Fig. VII-5 — Voltmètre (R est une résistance assez grande)

Les mêmes principes sont mis en œuvre pour réaliser des voltmètres à induction (fig. VII-5).

5. CAUSES D'ERREURS

Les résultats précédents ne s'appliquent que dans la mesure où les deux flux inducteurs sont décalés de 90°. Il faut donc pouvoir ajuster très exactement cette valeur. Ce réglage est généralement obtenu au moyen d'une spire en court-circuit ou spire de Frager placée sur un demi-pôle, dont la résistance ou la position sont ajustables.

Les appareils à induction construits pour une fréquence des courants à mesurer de 50 Hz sont généralement utilisables entre 45 et 55 Hz avec la même classe de précision. Cette classe n'est conservée que pour des valeurs du facteur $\cos \varphi$ comprises entre 0,3 et 1. Ils sont insensibles aux champs extérieurs et aux surcharges.

CHAPITRE VIII
AUTRES APPAREILS DE MESURE

1. LES APPAREILS THERMIQUES

Ces appareils constituaient une application directe de l'effet Joule (V. t. 1, Électricité, chap. 2) : l'intensité d'un courant se déduisait de la dilatation d'un fil résistant parcouru par le courant à mesurer. Ils présentaient une hystérésis importante et ils ont été complètement abandonnés. Seuls les appareils à thermocouple sont utilisés. Leur principe a été donné au chapitre 4 (§ 7).

2. LES APPAREILS ÉLECTROSTATIQUES

2.1. Couple moteur. — Contrairement à la plupart des appareils de mesure où le couple moteur est obtenu en faisant passer un courant dans une bobine ; dans les appareils électrostatiques, c'est une d.d.p. qui fournit le couple moteur. En effet, un appareil électrostatique est assimilable à un condensateur dont une armature est fixe tandis que l'autre est mobile. Soumis à une d.d.p. U, le système se

déforme dans un sens tel que sa capacité C augmente ; le moment du couple moteur est égal à :

$$T_m = \frac{1}{2} U^2 \left| \frac{dC}{d\theta} \right|$$

Un condensateur plan dont les armatures ont une surface S et sont séparées par une distance e, présente une capacité $C = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \frac{S}{e}$, ε désignant la *permittivité* du diélectrique (V. t. 1, Électricité, chap. 17). Si la déformation du condensateur se fait par variation de la distance e, le couple moteur est donné par la relation suivante :

$$T_m = \frac{1}{8\pi\varepsilon} \frac{S}{e^2} U^2 \frac{de}{d\theta}$$

La valeur de ce couple moteur est très faible. Elle augmente lorsque e diminue, mais pour une valeur déterminée de la tension U à mesurer, on ne peut pas prendre e aussi petit que l'on veut, car il risque de se produire un amorçage entre les armatures. Ces appareils, encore appelés électromètres, sont utilisés surtout en laboratoire (V. t. 1, Électricité, chap. 21).

2.2. Électromètre à quadrants. — Un électromètre à quadrants est un appareil électrostatique dont les armatures sont des portions de cylindres métalliques (fig. VIII-1 a et b). L'armature mobile a un diamètre plus petit que l'armature fixe et elle peut tourner autour de leur axe commun ; un ressort de rappel est utilisé pour exercer un couple résistant sur l'équipage mobile. La capacité du condensateur ainsi constitué est fonction du déplacement angulaire θ de l'armature mobile, car la surface S de la partie des armatures en regard varie avec θ :

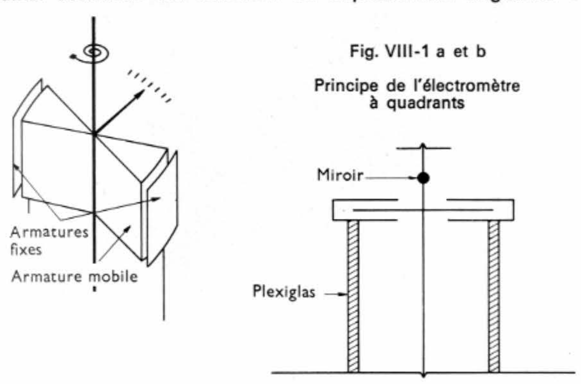


Fig. VIII-1 a et b
Principe de l'électromètre à quadrants

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{dS}{d\theta} \frac{1}{4\pi\varepsilon e}$$

Si S est une fonction linéaire de θ, le couple moteur est proportionnel au carré de la tension appliquée entre les armatures.

$$T_m = K U^2 \quad (K = \text{Cte})$$

La déviation de l'appareil est donc également proportionnelle au carré de la tension à mesurer, qu'elle soit continue ou alternative.

Pour augmenter la sensibilité de ces appareils, on monte plusieurs cellules identiques sur le même axe.

Le montage de Mascart représente une autre disposition pour augmenter la sensibilité des électromètres à quadrants (fig. VIII-2). Une armature mobile se déplace en regard de deux armatures fixes identiques de façon à former deux condensateurs dont les capacités C_1 et C_2 sont telles que leur somme $(C_1 + C_2)$ est constante quel que soit θ. Par conséquent, avec ce montage, les variations de C_1 et de C_2 en fonction de θ sont liées :

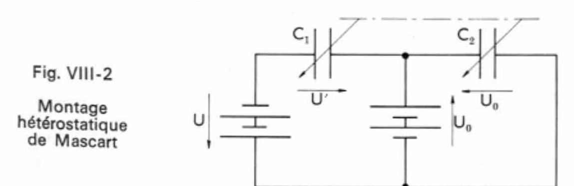


Fig. VIII-2
Montage hétérostatique de Mascart

$$C_1 + C_2 = \text{Cte} \Rightarrow \frac{dC_1}{d\theta} = -\frac{dC_2}{d\theta}$$

Si les d.d.p. U' aux bornes du condensateur C_1 et U_0 aux bornes du condensateur C_2 donnent naissance à des couples qui s'ajoutent, le moment du couple moteur total est égal à :

$$T_m = \frac{1}{2} \frac{dC_1}{d\theta} (U'^2 - U_0^2)$$

La tension U' étant la somme des d.d.p. appliquées au moyen des générateurs $(U' = U + U_0)$, l'expression précédente peut aussi s'écrire :

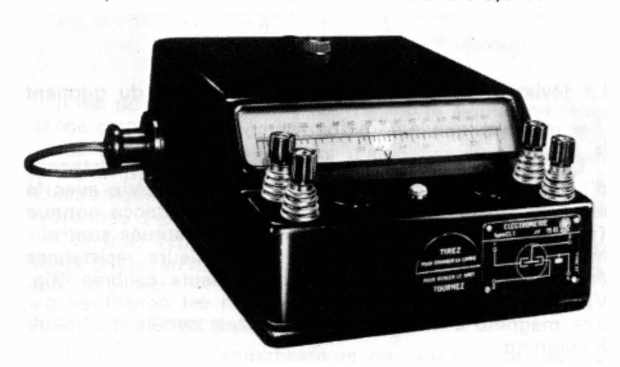
$$T_m = \frac{1}{2} \frac{dC_1}{d\theta} (U^2 + 2\,U\,U_0)$$

ou encore, si U_0 est beaucoup plus grand que U :

$$T_m = U\,U_0 \frac{dC_1}{d\theta}$$

Ce montage, appelé *montage hétérostatique*, ne permet que la mesure des tensions continues, mais avec une grande sensibilité. La déviation est linéaire si la capacité est une fonction linéaire de θ ; la sensibilité est d'autant plus grande que la tension U_0 est grande.

2.3. Réalisations pratiques. — L'électromètre à quadrants A.O.I.P. comporte un équipage mobile qui ne pèse que 0,2 g. En utilisation directe, il peut servir de voltmètre continu ou alternatif de calibre 35 V. En montage Mascart, c'est un voltmètre continu de calibre 3,5 V.



Électromètre à quadrants (*A.O.I.P.*)

L'électromètre Abraham Villard comporte deux plateaux entre lesquels se déplace une palette mobile soumise au champ électrostatique existant entre les deux plateaux. Sa sensibilité, fonction de la distance entre les plateaux, est assez médiocre, mais permet de mesurer des tensions pouvant atteindre 100 000 V.

Les électromètres sont assez souvent utilisés dans l'industrie car ils permettent de mesurer des tensions alternatives ayant des fréquences élevées et dont les valeurs efficaces atteignent plusieurs milliers de volts. Cette mesure se fait sans entraîner un débit intempestif de courant puisque la consommation de l'appareil correspond aux courants de fuite des isolants ; elle peut ne pas dépasser 0,1 µA pour une tension à mesurer de 5 kV. L'étalonnage est indépendant de la fréquence et de la forme d'onde de la tension. Leur fidélité est excellente mais leur temps de réponse est assez grand.

3. LOGOMÈTRES OU QUOTIENTMÈTRES

Ces appareils dits à cadres croisés sont des appareils magnétoélectriques ou électrodynamiques dont l'équipage mobile comporte deux cadres de même axe mais faisant entre eux un angle α : par exemple $\alpha = 90°$ (V. fig. VIII-3). Aucun couple de rappel n'est exercé sur cet équipage. Si i_1 et i_2 désignent les intensités des courants qui traversent les deux cadres, les couples moteurs qui s'exercent sur ceux-ci peuvent s'écrire :

$$T_{m1} = i_1\,f(\theta_1) \quad \text{et} \quad T_{m2} = i_2\,g(\theta_2)$$

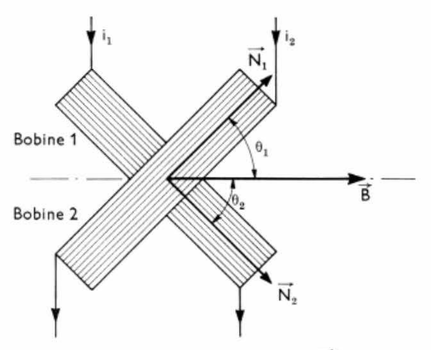


Fig. VIII-3 — Le champ magnétique $\vec{B}$ est produit par un aimant dans un appareil magnétoélectrique et au moyen d'une bobine dans un appareil électrodynamique

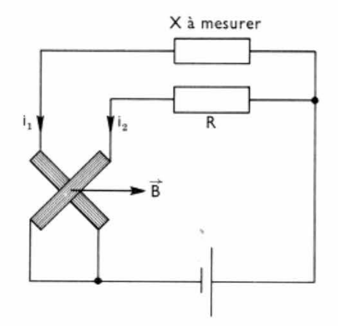


Fig. VIII-4

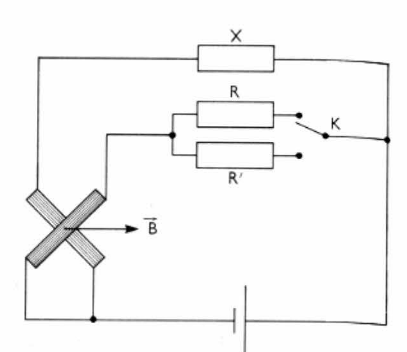


Fig. VIII-5

$f(\theta_1)$ et $g(\theta_2)$ désignant des expressions fonctions de la position des cadres. Ces deux couples ont des actions antagonistes et la position d'équilibre de l'équipage mobile est atteinte lorsque les modules de ces couples sont égaux :

$$i_1\, f(\theta_1) = i_2\, g(\theta_2)$$

La somme $(\theta_1 + \theta_2)$ étant constante et égale à l'angle α compris entre deux normales ($\overrightarrow{ON_1}$ et $\overrightarrow{ON_2}$) aux deux cadres formant l'équipage mobile ($\alpha = \frac{\pi}{2}$ rad sur la figure VIII-3), on peut exprimer θ_2 en fonction de θ_1

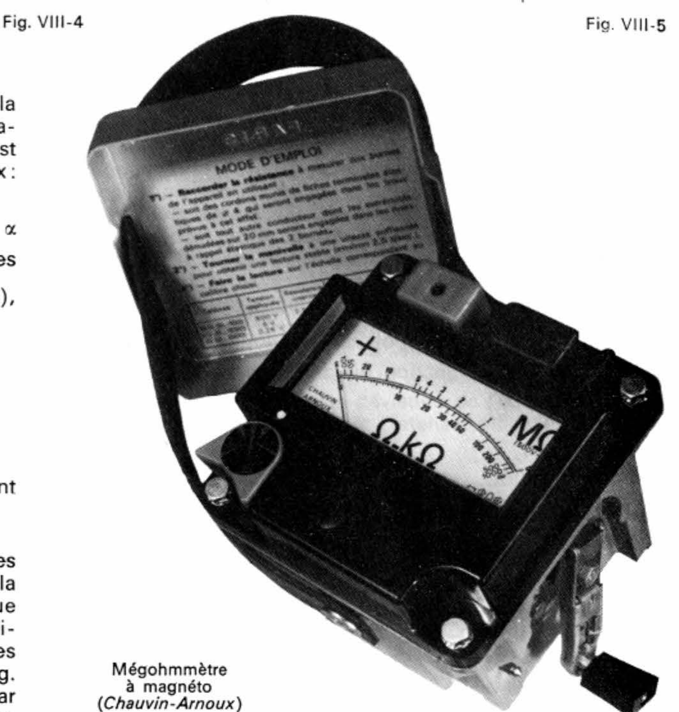
$$\theta_1 + \theta_2 = \alpha \Rightarrow \theta_2 = \alpha - \theta_1$$

L'expression précédente peut alors s'écrire :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{g(\alpha - \theta_1)}{f(\theta_1)}$$

La déviation θ_1 dépend donc essentiellement du quotient $\frac{i_1}{i_2}$ et cela explique le nom donné à ces appareils.

Les logomètres sont utilisés pour mesurer des résistances d'isolement. L'un des cadres est monté en série avec la résistance à mesurer, l'autre avec une résistance connue (fig. VIII-4) et les deux circuits ainsi constitués sont alimentés par un même générateur. Plusieurs résistances étalonnées permettent d'obtenir plusieurs calibres (fig. VIII-5). Lorsque la source de tension est constituée par une magnéto à manivelle, l'appareil est appelé ohmmètre à magnéto.



Mégohmmètre à magnéto (*Chauvin-Arnoux*)

4. APPAREILS À RÉSONANCE

Ces appareils mettent en œuvre le phénomène de résonance mécanique : une lame métallique entre en vibration quand on la soumet à un champ magnétique alternatif de fréquence égale à sa fréquence propre.

Un fréquencemètre à lames vibrantes comporte un certain nombre de lames disposées côte à côte et ayant des fréquences propres différant entre elles de 0,25 Hz, par exemple ; elles sont placées dans le champ d'une bobine qui est parcourue par le courant dont on veut connaître la fréquence *f*. La lame, dont la fréquence propre est égale à *f*, entre en vibration et la fréquence à mesurer est déterminée par simple lecture.

Ce type d'appareil est très utilisé dans l'industrie.

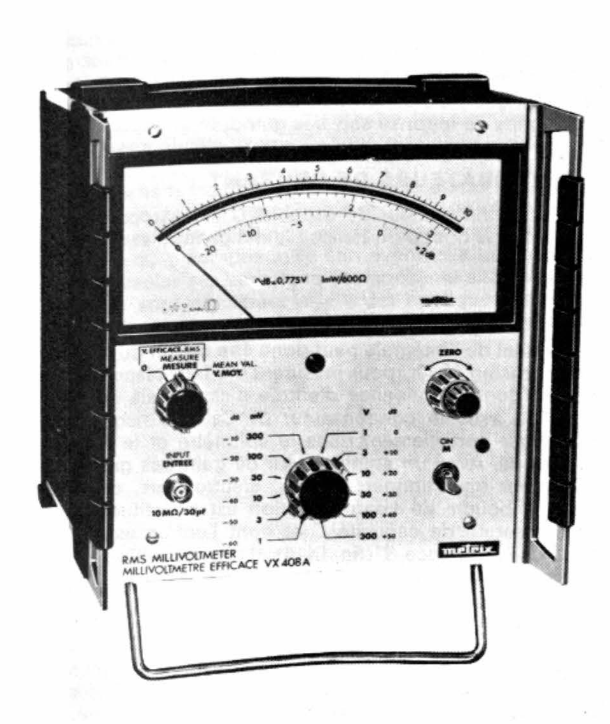
CHAPITRE IX

LES APPAREILS DE MESURE ÉLECTRONIQUES

Sensibilité, faible consommation, grande rapidité de réponse sont autant de qualités demandées aux appareils de mesure. Avec les appareils électromécaniques, l'énergie nécessaire au déplacement de l'élément indicateur est prélevée par l'intermédiaire de la grandeur à mesurer et celle-ci peut être plus ou moins modifiée ; elle l'est d'autant plus que l'énergie prélevée est grande. Au contraire, dans les appareils électroniques, l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'indicateur est fournie par une source extérieure et seule une infime partie de l'énergie est prélevée par l'intermédiaire de la grandeur à mesurer. Une importante amplification de puissance évite toute perturbation et permet d'augmenter la sensibilité des appareils.

En ce qui concerne la rapidité de réponse, il faut savoir que les éléments électroniques ont une inertie extrêmement faible. Si la lecture du résultat de mesurage ne se fait pas à l'aide d'un système électromécanique, il est même possible d'observer des phénomènes à variation rapide. En particulier, les oscillographes cathodiques permettent d'observer des phénomènes ayant des fréquences très grandes ; certains sont utilisables pour des signaux ayant des fréquences de 150 MHz.

L'utilisation des circuits électroniques permet aussi de modifier très aisément les échelles des appareils et, par exemple, de choisir une graduation logarithmique (qui correspond à une erreur constante tout le long de l'échelle), de faire des opérations mathématiques sur les grandeurs mesurées ou de n'en mesurer qu'une partie (avec un appareil sélectif, par exemple).



Millivoltmètre électronique pour la mesure de la valeur moyenne et de la valeur efficace d'une tension alternative ou aléatoire (*ITT-Metrix*)



Millivoltmètre électronique alternatif (*Philips*)

1. VOLTMÈTRES CONTINUS

Deux qualités essentielles sont recherchées pour ces appareils : d'une part, un faible calibre ou une grande sensibilité, d'autre part, une faible consommation, c'est-à-dire une grande résistance d'entrée. Il est difficile d'obtenir les deux simultanément et, suivant que l'une ou l'autre de ces qualités est particulièrement recherchée, la réalisation du voltmètre est différente.

Un voltmètre très sensible ou de faible calibre nécessite une grande amplification. Or, malgré les progrès apportés par l'utilisation des transistors et des circuits intégrés, il est difficile d'obtenir des amplificateurs à courant continu ayant à la fois un gain important et une faible dérive. Pour remédier à cet inconvénient, il est possible de convertir la tension continue à mesurer en une tension alternative, d'amplifier celle-ci puis de la transformer en une tension continue pour actionner un galvanomètre indicateur, généralement magnétoélectrique (fig. IX-1).

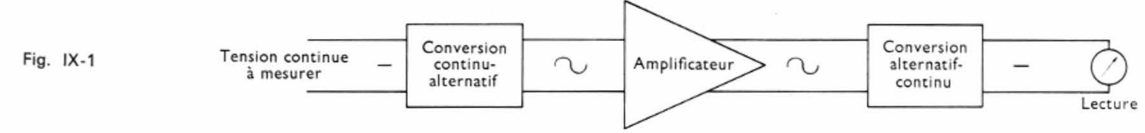
Il est possible de réaliser un voltmètre ayant une résistance d'entrée assez grande et en même temps un calibre assez faible, grâce à l'emploi d'amplificateurs à courant continu particuliers (amplificateurs symétriques. V. t. 1, Électronique, chap. 13) dont l'amplification en tension et la résistance d'entrée sont assez grandes.

Ces trois types d'appareils ont un temps de réponse assez grand, au moins égal au temps de réponse de l'appareil indicateur.

2. VOLTMÈTRES ALTERNATIFS

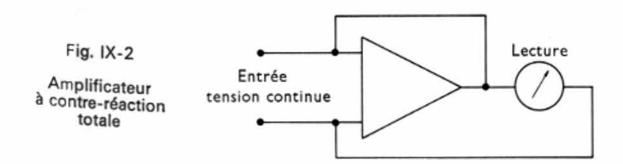
La réalisation d'amplificateurs de tensions alternatives ayant à la fois un fort gain en tension et une grande impédance d'entrée est relativement aisée. Il est plus délicat d'obtenir un amplificateur à large bande, c'est-à-dire dont le gain en tension est indépendant de la fréquence de la tension à amplifier (fig. IX-3). Ce problème est très fréquemment résolu par l'utilisation d'amplificateurs à contre-réaction importante ; ainsi, l'étalonnage du voltmètre reste acceptable dans une large gamme de fréquences, mais, en revanche, la sensibilité est diminuée. En principe, de tels voltmètres doivent être utilisés dans une bande de

Fig. IX-1



Au contraire, lorsqu'on cherche à réaliser un appareil à très faible consommation, c'est-à-dire ayant une résistance d'entrée très grande, on place un amplificateur continu à contre-réaction totale à l'entrée de l'appareil (V. t. 1, Électronique, chap. 16). Un tel amplificateur a un gain en tension égal à — 1, mais sa résistance d'entrée peut atteindre 10^{14} à 10^{15} Ω. Vu de ses bornes de sortie, il se comporte comme une source de tension de très faible résistance interne et il peut actionner l'équipage d'un appareil indicateur (fig. IX-2).

Fig. IX-2
Amplificateur à contre-réaction totale



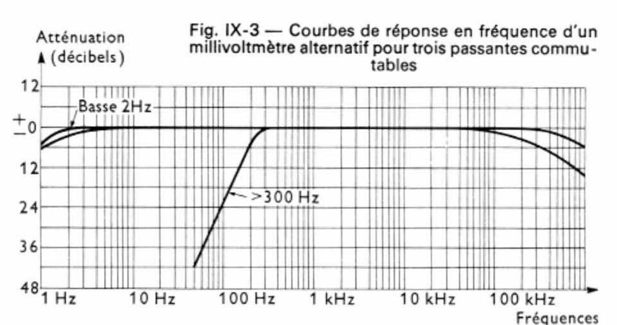


Fig. IX-3 — Courbes de réponse en fréquence d'un millivoltmètre alternatif pour trois passantes commutables

fréquences bien définie : quelques hertz à 20 kHz pour les appareils dits « basse fréquence », quelques kilohertz à quelques centaines de kilohertz ou quelques mégahertz pour les appareils dits « haute fréquence ». En plus de la graduation en volts qui est généralement linéaire, la plupart de ces voltmètres comportent une graduation logarithmique permettant de mesurer des rapports de tensions directement en décibels : une tension U_{0eff} étant prise pour référence et ayant servi à étalonner un niveau-origine (niveau zéro), lorsqu'on mesure une tension U_{eff}, on peut lire directement sur la graduation le nombre égal à $20 \lg \frac{U_{eff}}{U_{0eff}}$.

Pour certaines applications, en particulier pour le mesurage des niveaux sonores, on réalise des voltmètres logarithmiques dont l'indication en décibels se fait sur une échelle linéaire. Il faut pour cela que le gain de l'amplificateur dépende de la tension à mesurer et soit d'autant plus faible que cette tension est plus grande. Cela est réalisé en utilisant des semiconducteurs à caractéristiques logarithmiques.

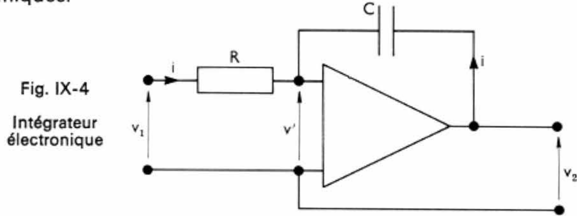


Fig. IX-4

Intégrateur électronique

Le *psophomètre* est un voltmètre destiné au mesurage des niveaux de bruit. Il possède un filtre dont la courbe de réponse est semblable à la courbe de sensibilité moyenne de l'oreille humaine (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 1).

Les voltmètres alternatifs électroniques ne sont pas normalisés et leurs calibres, leurs bandes de fréquences utiles, leurs impédances d'entrée varient avec les constructeurs. En ce qui concerne les impédances d'entrée, elles sont souvent équivalentes à une résistance de plusieurs mégohms (5 à 10 M Ω) en parallèle avec un condensateur de quelques picofarads (par exemple, 5 à 10 pF).

D'un point de vue pratique, les voltmètres destinés aux mesurages en haute fréquence, sont composés de deux éléments mécaniquement distincts. Un boîtier principal comporte un amplificateur à courant continu, les organes d'alimentation, un appareil indicateur et un commutateur permettant de choisir entre plusieurs calibres. Relié au boîtier principal par un cordon de liaison, un boîtier de faibles dimensions contient tous les éléments fonctionnant en haute fréquence et un circuit de détection délivrant une tension continue proportionnelle à la tension à mesurer. Ainsi, le boîtier mobile ou *sonde* peut être placé à proximité immédiate des bornes entre lesquelles on veut mesurer la tension et cela élimine les erreurs qu'entraînerait l'emploi de cordons de liaisons d'impédances non nulles. Moyennant une telle disposition, de tels appareils sont utilisables en voltmètres continus lorsque la sonde est retirée. Avec la sonde, il est possible de réaliser des mesurages jusqu'à des fréquences de 300 MHz.

3. AMPÈREMÈTRES ÉLECTRONIQUES

Les ampèremètres électroniques sont en réalité des voltmètres qui permettent de mesurer la tension aux bornes d'une résistance parcourue par le courant dont on détermine l'intensité. Il faut donc que le voltmètre utilisé ait une résistance d'entrée beaucoup plus grande que la résistance parcourue par le courant à mesurer afin de ne pas dériver une partie de celui-ci. Cela est réalisé en utilisant un amplificateur à contre-réaction totale dont la résistance d'entrée est théoriquement infinie. Par ce procédé, on peut construire des ampèremètres de calibre 10^{-11}A.

Pour certains usages particuliers, on utilise un tube électromètre comme premier étage de l'amplificateur ; il permet d'obtenir une impédance d'entrée de très grande valeur ; dans ces conditions, la résistance parcourue par le courant peut atteindre 10^{12} Ω et l'on peut ainsi réaliser des ampèremètres de calibre 10^{-15} A. Une telle résistance est de construction tout à fait particulière : elle est bobinée et enfermée dans une ampoule de verre scellée, la moindre trace d'humidité pouvant entraîner un changement de sa valeur. Ces appareils ne fonctionnent qu'en courant continu et, pour que l'indication soit stable, il est nécessaire que leur temps de réponse soit très grand.

4. INTÉGRATEURS DE COURANT

Si un condensateur de capacité C est parcouru par un courant i, au bout d'un temps t la d.d.p. entre ses armatures est :

$$U = \frac{1}{C}\int_0^t i \, dt$$

Le résultat de l'intégrale peut donc être déduit du mesurage de la tension U. Or, pour mesurer U, il faut placer un voltmètre (dont l'impédance d'entrée n'est jamais infinie) en parallèle avec le condensateur C. Celui-ci risque de se décharger partiellement dans le voltmètre et le mesurage est erroné. Avec un amplificateur de gain très grand (amplificateur opérationnel ; V. t. 1, Électronique, chap. 16), dont la boucle de contre-réaction est constituée par un condensateur de capacité C et dont l'entrée est en série avec une résistance R (fig. IX-4), il n'en est plus de même. L'ensemble constitue un intégrateur de tension :

$$v_2 = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_1 \, dt$$

Si la tension v_1 est obtenue par passage d'un courant i_1 dans une résistance $r (v_1 = r \, i_1)$, l'appareil devient un intégrateur de courant, c'est-à-dire un *coulombmètre*.

La qualité de ces appareils dépend essentiellement de la qualité du condensateur dont la résistance de fuite doit être extrêmement grande.

5. OSCILLOGRAPHE CATHODIQUE (V. t. 1, Électronique, chap. 5)

L'oscillographe cathodique est un appareil très utilisé dans les laboratoires de mesures. Il permet de visualiser une ou plusieurs tensions électriques en fonction du temps ou, éventuellement, toute autre grandeur à laquelle il est possible de faire correspondre une tension électrique.

Le tube à rayons cathodiques comporte un fond servant d'écran ; la nature des poudres déposées détermine la couleur de l'image et la rémanence du tube (temps pendant lequel l'image persiste après disparition du pinceau d'électrons). La rémanence peut être comprise entre quelques microsecondes et plus de 10 secondes.

À la sortie du canon à électrons, le pinceau, bien focalisé est soumis à l'action du système de déviation (fig. IX-5).

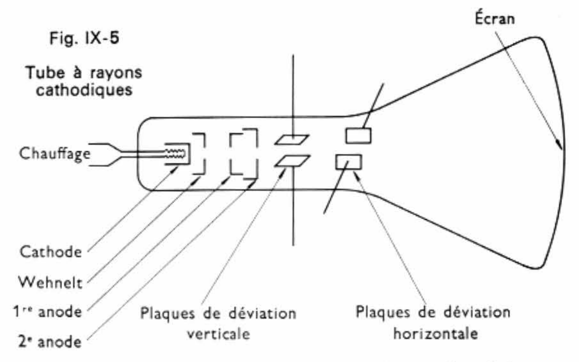


Fig. IX-5

Tube à rayons cathodiques

Dans certains tubes modernes à grande luminosité, une anode auxiliaire, dite anode de post-accélération, est placée en aval des plaques de déviation ; elle est portée à un potentiel élevé (4 000 V) par rapport à l'anode et son rôle est d'augmenter la vitesse des électrons, donc la luminosité.

Généralement, pour les plaques donnant la déviation verticale, la *sensibilité des tubes* est comprise entre 1 et 3 V par millimètre de déplacement du spot sur l'écran. Pour les plaques produisant le balayage horizontal, situées en aval des précédentes, la sensibilité est 20 à 50 % plus faible. La sensibilité reste à peu près constante jusqu'à des fréquences supérieures à 100 MHz.

Avec les sensibilités indiquées, il faut des tensions voisines de 50 V pour obtenir des oscillogrammes visibles sur l'écran. Les oscillographes permettent de visualiser des tensions beaucoup plus faibles car la tension à étudier est amplifiée avant d'être appliquée entre les plaques déviatrices. Les amplificateurs utilisés sont très fidèles : leur bande passante est très étendue et ils amplifient les signaux à visualiser sans les déformer. Ces amplificateurs ont généralement une « entrée continue » et une « entrée alternative ». Une tension appliquée sur la première est amplifiée intégralement, y compris avec son éventuelle composante continue ; seules ses variations (composante alternative de la tension) sont amplifiées si elle est appliquée entre les bornes de la seconde entrée (fig. IX-6). L'impédance d'entrée de ces amplificateurs est généralement très grande ; par exemple, elle est assimilable à une résistance de 1 MΩ en parallèle avec un condensateur de quelques picofarads. Un générateur, appelé *base de temps*, fournit une tension en dents de scie qui est appliquée entre les plaques de déviation horizontale pour que de cette façon la courbe décrite par le spot représente la fonction $u = f(t)$. Le spot progresse à vitesse constante depuis le bord gauche de l'écran jusqu'à son bord droit, puis revient en un temps pratiquement nul à gauche et ainsi de suite.

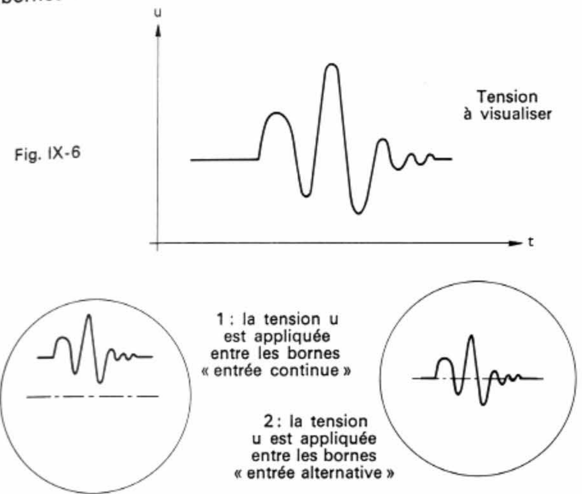


Fig. IX-6

La courbe obtenue est stable si le spot repasse exactement au même endroit à chaque balayage de l'écran. Pour cela il faut que la tension de balayage soit synchronisée avec la tension correspondant à la courbe étudiée. Un circuit de synchronisation ou de déclenchement fait que la tension en dents de scie est appliquée lorsque la tension à étudier passe par une valeur déterminée, positive ou négative, choisie par l'opérateur. En l'absence de synchronisation, l'image n'est stable que si la fréquence de la tension en dents de scie est rigoureusement égale à la fréquence du phénomène étudié ou à un de ses sous-multiples. Si cela n'est pas réalisé, l'image défile horizontalement vers la droite ou vers la gauche de l'écran. Pour certaines applications, il est possible de déclencher le balayage par un signal extérieur ou encore de ne permettre qu'un seul balayage déclenché au moment où la tension étudiée se trouve appliquée à l'entrée de l'oscillographe. Dans ce cas, il existe parfois un circuit de retard : lorsque le signal à observer est appliqué, le balayage est immédiatement déclenché mais le signal est retardé avant d'être envoyé sur les plaques déviatrices et ainsi, il est possible d'observer le début du phénomène (fig. IX-7).

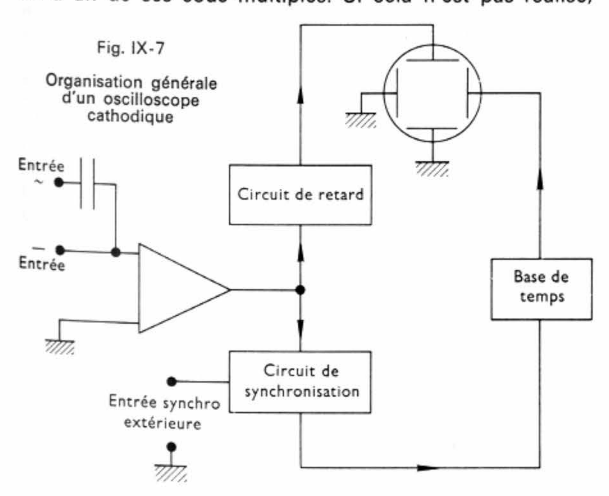


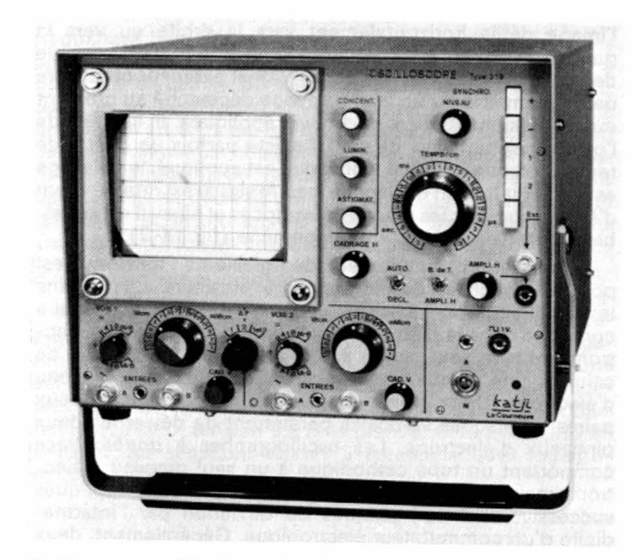
Fig. IX-7
Organisation générale d'un oscilloscope cathodique

L'observation simultanée de plusieurs tensions est possible avec des oscillographes à plusieurs voies. Dans les oscillographes à *deux canaux*, le tube cathodique comporte dans la même ampoule, soit deux canons à électrons, soit un seul canon à électrons mais, à la sortie de celui-ci, une plaque séparatrice divise en deux le pinceau d'électrons. Deux paires de plaques horizontales et deux paires de plaques verticales permettent de dévier les deux pinceaux d'électrons. Les oscillographes à *double trace* comportent un tube cathodique à un seul pinceau d'électrons mais les deux phénomènes à étudier sont appliqués successivement aux plaques de déviation par l'intermédiaire d'un commutateur électronique. Généralement, deux possibilités de fonctionnement sont offertes à l'utilisateur.



Oscilloscope cathodique à tiroirs interchangeables sur les deux axes de déviation (horizontal et vertical) donnant un grand choix dans les options d'emploi (*Katji*)

En *fonctionnement alterné*, la commutation est opérée entre chaque balayage de l'écran par le spot : ainsi, lors d'un premier balayage, l'une des tensions est « dessinée » sur l'écran et, au balayage suivant, c'est l'autre ; si la rémanence est suffisante, les deux courbes sont cependant visibles simultanément. Ce procédé ne permet pas de conserver la différence de phase qui existe entre les deux tensions étudiées. Dans un autre procédé, la commutation est assimilable à un « découpage » très rapide des deux tensions : elles sont appliquées successivement au système de déviation et cela un très grand nombre de fois durant chaque balayage. Les deux courbes sont en quelque sorte tracées point par point, le pinceau d'électrons permettant de placer un point sur une courbe, puis un point sur l'autre et ainsi de suite. Ce procédé présente l'avantage de mettre en évidence le déphasage ou la simultanéité dans le temps des deux tensions observées.



Oscilloscope : amplification verticale à deux voies : 1 mV/cm — 0 à 3 MHz et 10 mV/cm — 0 à 7 MHz. Base de temps déclenchée : 2 s/cm à 0,5 µs/cm (*Katji*)

La fiabilité du matériel utilisé étant très grande, il a été possible de graduer l'écran, verticalement en fonction de la tension appliquée et horizontalement en fonction de la vitesse de balayage. Ces graduations sont généralement indiquées en volts par centimètre pour l'axe vertical et en millisecondes (ou en microsecondes) par centimètre pour l'axe horizontal. Souvent, un générateur étalon est incorporé à l'appareil pour vérifier les étalonnages ; il délivre un signal carré de fréquence et d'amplitude connues, ce qui permet d'étalonner les deux axes. Les appareils de bonne qualité ont des bandes passantes très larges, s'étendant de zéro à plusieurs dizaines de mégahertz. Ils sont presque toujours livrés avec des accessoires dont le plus important est une sonde de mesure qui peut être branchée directement aux bornes du circuit sur lequel on effectue un mesurage ; elle permet de transmettre le signal jusqu'à l'entrée de l'appareil sans distorsion et avec un affaiblissement nul ou connu, et cela quelle que soit la fréquence (si celle-ci fait partie de la bande passante).

6. ANALYSEURS HARMONIQUES

En pratique, les tensions et les courants que l'on étudie sont très souvent périodiques mais rarement parfaitement sinusoïdaux. L'analyse de Fourier (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1) montre que de tels signaux de fréquence f sont toujours décomposables en une somme de signaux de fréquences f, $2f$, . . . , nf (n étant un entier) auxquels il faut éventuellement ajouter un terme indépendant de la fréquence qui représente la valeur moyenne du signal étudié. On rappelle que le signal de fréquence f est appelé fondamental et que les autres termes sont les harmoniques. L'analyse harmonique permet de connaître l'importance relative de chacun des termes de la décomposition en série de Fournier. Elle fournit une suite de nombres exprimant le rapport de la valeur efficace des harmoniques successifs et de la valeur efficace du fondamental. Elle est réalisée au moyen d'appareils, appelés *analyseurs harmoniques*.

Plusieurs procédés permettent d'effectuer l'analyse harmonique d'un signal. Dans un premier procédé, le signal est appliqué successivement (à l'aide d'un commutateur électronique) à plusieurs filtres dont les bandes passantes différentes « couvrent » sans discontinuité un certain spectre de fréquences lorsqu'on les juxtapose. Les tensions recueillies à la sortie des filtres sont détectées et appliquées à l'entrée d'un oscillographe dont le balayage horizontal est piloté par le commutateur. L'image qui apparaît sur l'écran de l'oscillographe est formée de traits verticaux équidistants dont les longueurs sont proportionnelles aux amplitudes des harmoniques successifs ; les fréquences sont repérées par les numéros des filtres correspondant à la position des traits sur l'axe horizontal.

Un procédé voisin consiste à utiliser un amplificateur à contre-réaction sélective (V. t. 1, Électronique, chap. 14) ; la boucle de contre-réaction est un filtre coupe-bande à fréquence centrale f_0 réglable (fig. IX-8). Pour un signal de fréquence égale à la fréquence f_0 du filtre, l'impédance

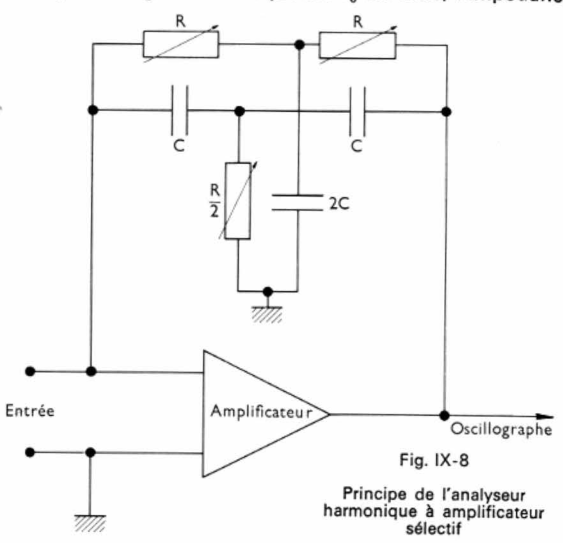


Fig. IX-8

Principe de l'analyseur harmonique à amplificateur sélectif

du circuit de contre-réaction est très grande, la tension de contre-réaction est très faible et l'amplificateur a un gain élevé. Au contraire, pour les signaux de fréquences différentes de f_0, le gain de l'amplificateur est très faible. Ainsi, seul l'harmonique de fréquence f_0 (s'il existe) est amplifié ; cette fréquence centrale du filtre est réglée au moyen de condensateurs variables et de potentiomètres mécaniquement jumelés et généralement entraînés par un moteur. Le signal de sortie de l'amplificateur sélectif est appliqué à l'entrée d'un oscillographe dont le balayage horizontal est piloté par la position des ensembles condensateurs-potentiomètres. Sur l'écran, l'image n'est pas une succession de traits verticaux, car la bande passante du filtre ne peut pas être infiniment faible, mais est une suite de courbes « en cloches » dont les amplitudes sont proportionnelles aux amplitudes des harmoniques successifs. En pratique, très souvent la bande passante du filtre varie avec la fréquence tout en restant dans un rapport constant avec cette dernière ; la précision de réglage est alors constante tout le long de la gamme de fréquences. Ces analyseurs harmoniques sont généralement utilisables pour les fréquences comprises entre quelques fractions d'hertz ou quelques hertz et 20 kHz environ.

L'analyseur hétérodyne est d'une conception très différente : pour ne pas avoir à construire un filtre de fréquence centrale réglable (ce qui est délicat), la tension à étudier est modulée en amplitude par une tension sinusoïdale de fréquence f réglable (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 3). La tension résultante est appliquée à l'entrée d'un filtre unique à bande passante très étroite centrée sur la fréquence $f_1 = f + f_0$ (fig. IX-9) ; la tension de sortie du filtre ne comporte plus qu'un signal de fréquence f_1 dont l'amplitude est proportionnelle à celle de l'harmonique du signal étudié ; sa fréquence f peut facilement être calculée ($f = f_1 - f_0$) puisque la fréquence f_1 est connue (c'est la fréquence centrale du filtre) ainsi que la fréquence f_0 (c'est celle du signal fourni par un oscillateur). Après détection, le signal de sortie du filtre est appliqué à l'entrée d'un oscillographe

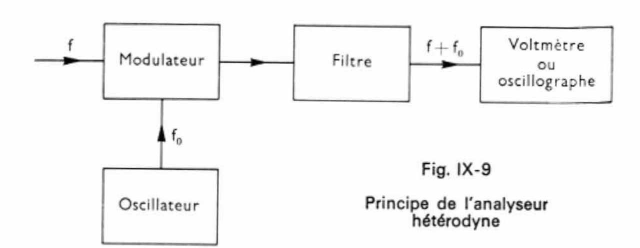
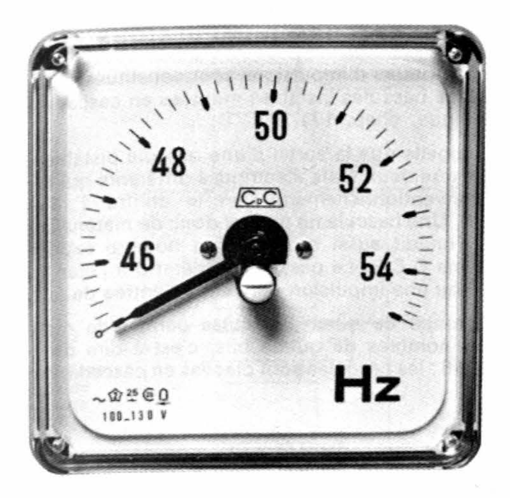


Fig. IX-9

Principe de l'analyseur hétérodyne



Fréquencemètre à lecture directe (*Compteurs Schlumberger*)

dont le balayage est synchronisé avec l'organe de réglage de l'oscillateur. De tels appareils sont généralement équipés d'un filtre à quartz dont la sélectivité est très grande. Les gammes d'exploration en fréquences s'étendent de quelques hertz à plusieurs dizaines de mégahertz. Contrairement aux analyseurs précédents, la bande passante est ici constante tout au long de la gamme de fréquences. Pour un appareil déterminé, l'opérateur a parfois le choix entre plusieurs bandes passantes selon les fréquences des signaux à analyser. Certains appareils sont construits pour pouvoir être utilisés seuls; ils comportent tous les circuits nécessaires à leur fonctionnement, y compris le tube cathodique permettant de lire le résultat de l'analyse. Ces analyseurs se présentent aussi sous forme de tiroirs adaptables à un oscillographe ordinaire.

7. FRÉQUENCEMÈTRES À LECTURE DIRECTE

Ce sont des appareils munis d'un indicateur à aiguille qui fournissent la fréquence d'une tension par lecture directe sur un cadran gradué quelle que soit l'amplitude de cette tension.

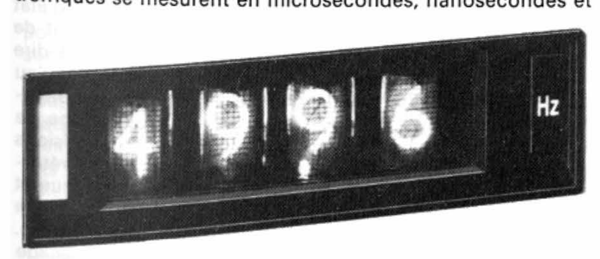
Plusieurs procédés sont utilisés pour obtenir un tel résultat; presque toujours un condensateur est chargé à courant constant pendant une alternance de la tension et est déchargé selon une loi connue pendant l'alternance suivante. La valeur moyenne de la tension aux bornes du condensateur est proportionnelle à la fréquence de la tension étudiée. Ces fréquencemètres sont utilisés pour des gammes de fréquences comprises entre quelques hertz et quelques dizaines de kilohertz.

CHAPITRE X

LES APPAREILS NUMÉRIQUES

1. GÉNÉRALITÉS SUR LES APPAREILS NUMÉRIQUES

Un appareil de mesure numérique permet de lire un résultat de mesurage directement sous forme d'un nombre. De tels appareils nécessitent un très grand nombre de circuits; l'utilisation de transistors et de diodes, et plus récemment de circuits intégrés, a permis de réaliser, sous de faibles volumes, des appareils d'usage très commode et de classes de précision souvent bien supérieures à celles des appareils électromécaniques. Cela a nécessité la mise au point, d'une part, de composants et de circuits adaptés à cette technique et, d'autre part, d'une certaine philosophie de la mesure. En effet, les constantes de temps des appareils de mesure électromécaniques sont proches de la seconde et les petites variations du signal à mesurer n'ont pas d'influence sur le résultat. Par exemple, si l'on cherche à mesurer la valeur d'une tension continue à laquelle est ajoutée une tension alternative d'amplitude faible par rapport à la valeur moyenne de la tension à mesurer, un appareil électromécanique indique cette valeur moyenne et ne fournit aucune indication concernant la composante alternative du signal. Si pendant un très court moment la tension à mesurer prend une valeur différente de sa valeur moyenne (impulsion parasite), là encore le résultat fourni par un appareil de mesure électromécanique ne change pas. Au contraire, les constantes de temps des appareils électroniques se mesurent en microsecondes, nanosecondes et parfois même en picosecondes. Si l'on n'y prend garde, la valeur lue peut correspondre à une valeur accidentelle de la grandeur et peut être très éloignée de la valeur moyenne.



Cadran d'appareil numérique (*Schneider Électronique*)

De telles considérations doivent toujours être présentes à l'esprit lorsqu'on utilise des appareils numériques. Il ne faut pas non plus oublier qu'il est très facile d'afficher un nombre avec de nombreuses décimales mais, selon la grandeur mesurée, ces décimales peuvent n'avoir aucune signification.

2. L'ÉCHANTILLONNAGE

Le principe général sur lequel reposent les appareils de mesure numériques est celui de l'échantillonnage de la grandeur à mesurer. La conversion de la grandeur à mesurer (conversion analogique-numérique) exige un certain temps durant lequel la grandeur doit avoir une valeur constante (sinon la mesure n'est pas possible). Pour cette raison, le résultat numérique est élaboré à partir d'échantillons de la grandeur « prélevés » à des instants déterminés. Si cette opération se fait en un temps infiniment petit, la valeur affichée par l'appareil est *la valeur instantanée de la grandeur au moment de l'échantillonnage* (ce n'est pas toujours celle qui est recherchée). Ainsi, en reprenant l'exemple de la tension continue à laquelle est ajoutée une tension alternative, un échantillonnage très bref fournit des valeurs numériques comprises entre la valeur maximale et la valeur minimale de la tension; le résultat dépend de l'instant auquel a été pris l'échantillon. Pour obtenir la valeur moyenne de la tension, il faut soit prendre la moyenne de plusieurs mesurages, soit fabriquer un échantillon dont la valeur est égale ou proportionnelle à la valeur moyenne recherchée. Les deux procédés sont également utilisés mais, dans les deux cas, le temps nécessaire pour effectuer un mesurage dépend du but.

Le résultat de mesurage une fois obtenu, il faut encore le lire pour pouvoir l'exploiter. Cette lecture peut être faite directement par l'opérateur ou être automatique; dans ce dernier cas, le nombre obtenu est automatiquement inscrit sur un support quelconque afin d'être utilisé ultérieure-

ment à la vitesse que l'on désire. Quel que soit le procédé retenu cette lecture exige un certain temps.

Un mesurage nécessite donc deux opérations successives, à savoir la conversion numérique de la grandeur à mesurer puis la lecture du résultat. Le temps total nécessaire à ces deux opérations fixe la cadence maximale de mesurage, c'est-à-dire le temps minimal entre deux mesurages successifs. Pour des appareils à lecture directe, cette cadence est, par exemple, d'une mesure par seconde (temps nécessaire à l'opérateur pour lire le résultat). Au contraire, pour des appareils à transcription automatique, cette cadence peut atteindre 10^5 mesures par seconde pour autant que l'échantillonnage soit réalisable en un temps inférieur au temps séparant deux mesurages successifs.

L'utilisation de ces méthodes implique toujours le choix d'une cadence d'échantillonnage compatible avec la vitesse de variation de la grandeur à mesurer. En règle générale, il faut que la cadence d'échantillonnage soit au moins égale à quatre fois la plus grande fréquence du signal à mesurer si l'on veut en avoir une représentation fidèle (cela résulte du théorème de Shanon qui précise que pour connaître une onde sinusoïdale avec suffisamment de précision il faut quatre points sur une période).

3. LE SYSTÈME DÉCIMAL CODÉ BINAIRE

Dans un calculateur, si le système de numération binaire est pratiquement toujours employé, c'est que, d'une part, les éléments à deux positions stables sont faciles à construire et que, d'autre part, le système binaire étant un système homogène, toutes les opérations mathématiques élémentaires sont faciles à réaliser (V. t. 2, Informatique, chap. 1). Ce choix s'explique donc, bien que la transformation d'un nombre binaire en son correspondant décimal, ou inversement, soit une opération complexe. Il n'en est pas de même pour un appareil de mesure: il n'est pas employé pour des opérations mathématiques sur des nombres, mais il sert à élaborer des nombres et à les présenter sous une forme aisément utilisable, c'est-à-dire dans le système décimal. Dans ce cas, le système binaire pur comme le système décimal sont à bannir car le premier conduit à des conversions compliquées et le second impose l'emploi de systèmes de comptage électronique difficilement réalisables. Un système mixte permettant l'utilisation de circuits de comptage simples et de circuits de codage ou de décodage, simples eux aussi, a été recherché. Plusieurs systèmes ont été mis au point et l'un d'eux, le système décimal codé binaire (en abrégé D.C.B.) est fréquemment employé. On rappelle que, dans ce système, chaque chiffre d'un nombre décimal est représenté par son équivalent en binaire pur. Il faut au moins quatre bits pour écrire un chiffre compris entre 0 et 9 et un nombre décimal de *n* chiffres est représenté par *n* groupes de 4 bits chacun. Le passage de la représentation décimale d'un nombre à sa représentation codée se fait très facilement à l'aide d'une matrice de diodes comportant dix lignes et quatre colonnes.

Chiffre décimal	Équivalent D.C.B.			
	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Système décimal codé binaire

4. LES COMPTEURS D'IMPULSIONS

Les compteurs d'impulsions sont constitués d'un certain nombre de bascules bistables montées en cascade (V. t. 1, Électronique, chap. 17).

On rappelle que la sortie d'une bascule bistable ne peut prendre que deux états électriques différents qui représentent conventionnellement l'un le chiffre 1, l'autre le chiffre 0. Une bascule ne permet donc de matérialiser qu'un chiffre (on dit aussi un bit) d'un nombre exprimé dans le système D.C.B. Le passage de l'état 0 à l'état 1 se produit lorsqu'une impulsion parvient à l'entrée de la bascule.

Un groupe de quatre bascules permet de matérialiser tous les nombres de quatre bits, c'est-à-dire de compter jusqu'à 16; les bascules sont placées en cascade (fig. X-1).

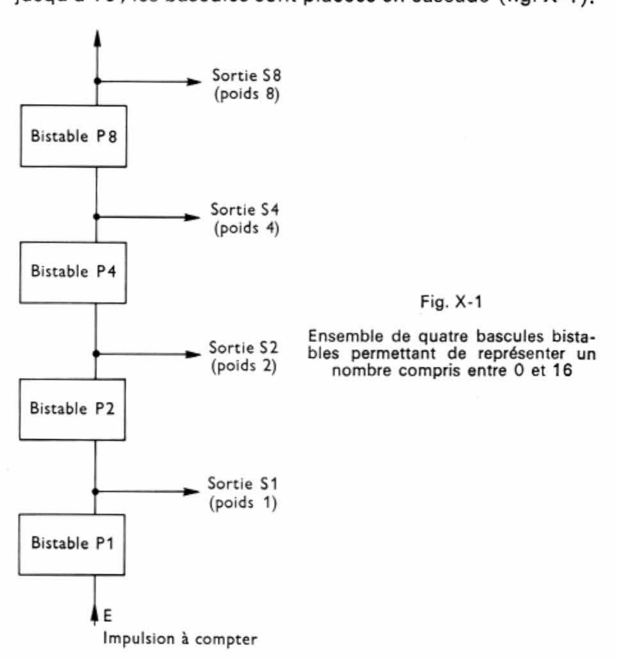


Fig. X-1

Ensemble de quatre bascules bistables permettant de représenter un nombre compris entre 0 et 16

Les impulsions à compter parviennent à l'entrée d'une première bascule (*P*1), correspondant aux bits de la colonne de poids 1 (colonne de droite du tableau précédent), et provoquent le changement d'état de la sortie de celle-ci. Une bascule d'un groupe autre que la première change d'état lorsque la sortie de la bascule qui la précède passe de l'état 1 à l'état 0; en revanche, le passage de l'état 0 à l'état 1 est sans effet.

Pour bien comprendre le fonctionnement de cet ensemble, on va décrire les divers changements d'états de sortie au fur et à mesure que des impulsions arrivent à l'entrée *E*. On suppose que les quatre sorties sont dans l'état 0 au début du comptage. Après la première impulsion, la sortie *S*1 se trouve dans l'état 1 et les autres dans l'état 0: c'est le nombre 0001 qui est ainsi représenté, c'est-à-dire le chiffre 1. L'arrivée d'une seconde impulsion en *E* provoque le changement d'état de *S*1; elle passe de l'état 1 à 0 et cela entraîne le basculement du bistable *P*2: la sortie *S*2 est alors dans l'état 1. Le nombre figuré s'écrit 0010 en D.C.B.: c'est bien le chiffre 2. Une troisième impulsion ne produit que le changement d'état de *P*1 (0011), tandis que la quatrième provoque en cascade le changement d'état de *P*1, de *P*2 et de *P*3 (les sorties *S*1 et *S*2 passent de l'état 1 à l'état 0) ce qui fournit le nombre 0100, c'est-à-dire 4. Ce raisonnement s'applique sans difficulté jusqu'au nombre décimal 16 et cela constitue même un inconvénient: dans le système D.C.B., il faut que ce groupe de bascules revienne à la position 0 lorsque 10 impulsions lui ont été envoyées. Pour ce faire, un circuit dit de rétroaction détecte le passage de la dixième impulsion reçue et remet les quatre bascules à zéro tout en envoyant une impulsion de retenue au groupe suivant de quatre bascules. Un tel groupe de quatre bascules est appelé une décade de comptage (V. fig. X-2).

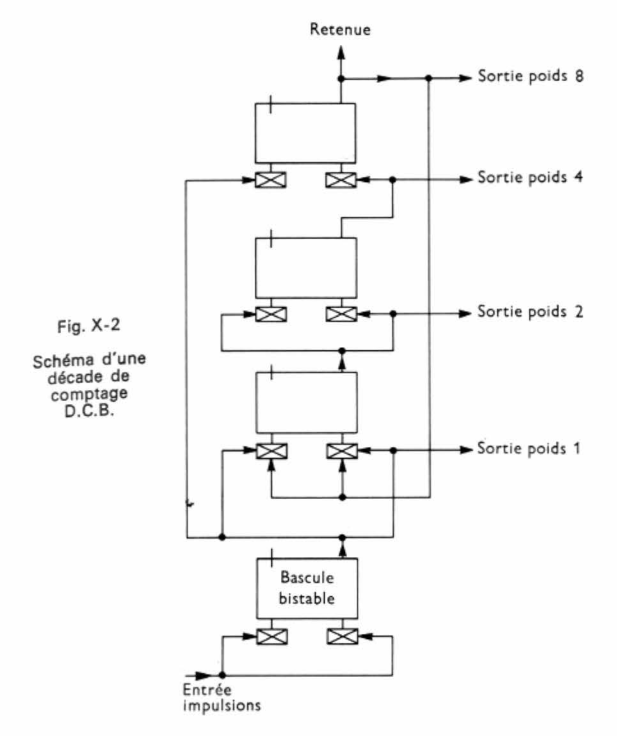


Fig. X-2

Schéma d'une décade de comptage D.C.B.

Une décade de comptage, qui peut être réalisée avec huit transistors ou être intégrée en un circuit unique, permet de compter des impulsions ayant des fréquences de récurrence pouvant atteindre plusieurs mégahertz. Un arrangement spécial des liaisons entre bascules permet, dans certains cas, de réaliser des décades utilisables pour le comptage direct ou pour le comptage rétrograde (1 000, 999, 998, etc., en décimal). Très souvent, un circuit annexe permet de positionner la décade à zéro ou à une valeur quelconque en envoyant une impulsion sur une entrée particulière.

5. LES MÉMOIRES

Si le contenu du compteur d'impulsions est un résultat de mesurage, il peut être prélevé directement sur les décades; celles-ci doivent alors être branchées aux bornes du système d'affichage. Cependant, dans ce cas, le nombre affiché varie en permanence pendant le comptage et cela est désagréable pour l'opérateur qui n'est généralement intéressé que par le contenu final du compteur, après un certain temps de fonctionnement. Pour cette raison, le contenu des décades est transféré dans une mémoire à laquelle est connecté le système d'affichage et le nombre affiché ne change qu'une fois par mesurage. Dès qu'un mesurage est transféré dans la mémoire, le compteur est à nouveau disponible pour un autre comptage, sans qu'il soit nécessaire d'attendre que la lecture ait été effectuée. Ces mémoires mettent généralement en œuvre des bascules bistables non connectées entre elles et possédant deux entrées.

6. LES ORGANES D'AFFICHAGE

Une solution ancienne mais encore largement employée pour afficher le contenu de décades de comptage repose sur l'utilisation de petites lampes au néon fonctionnant en basse tension. Quatre lampes, connectées aux sorties des quatre bascules constituant une décade, en indiquent les états. Une lampe allumée représente un état 1 et une lampe éteinte figure l'état 0. En tenant compte du poids des bits 1 correspondant aux lampes allumées, on déduit la valeur décimale du contenu de la décade. Ce procédé ne nécessite aucun circuit de décodage et un peu d'habitude suffit pour lire très rapidement les nombres ainsi affichés. D'autres procédés ont cependant été imaginés pour obtenir automatiquement les nombres décimaux. Les systèmes à projections optiques sont constitués de dix petites lampes qui permettent de projeter sur un écran les images des dix chiffres décimaux découpés dans une plaque opaque; une seule lampe est allumée à la fois grâce à l'emploi d'un décodeur commandé par la décade. Les tubes à gaz à électrodes multiples sont de loin les plus employés: ils comportent une anode et dix cathodes affectant la forme des dix chiffres décimaux, placées dans une ampoule de verre remplie de gaz rare sous faible pression. Si une seule cathode est portée à un potentiel négatif par rapport à l'anode, elle seule provoque l'amorçage du tube et s'illumine. Ces tubes ont un temps de commutation très faible mais ils nécessitent le décodage de l'information binaire fourni par la décade et une amplification de la tension de sortie du décodeur pour pouvoir commander l'allumage du tube. Les circuits de décodage et d'amplification sont souvent contenus dans un petit boîtier formant le support du tube. De plus en plus, des cellules à cristaux liquides (V. t. 2, Horlogerie, chap. 2) sont aussi utilisées à la place de tubes à gaz. Ces éléments présentent l'avantage de permettre une miniaturisation des appareils numériques.

Lorsque le nombre de caractères à afficher est très grand, il est possible d'utiliser un procédé propre à l'informatique: la visualisation sur un écran cathodique (V. t. 2, Informatique, chap. 3). Cependant, le recours à ce dispositif est assez rare bien qu'il offre l'avantage de permettre l'inscription de tous les caractères alphanumériques et même de schémas.

7. LES BASES DE TEMPS

Le fonctionnement des appareils numériques nécessite très souvent de disposer d'impulsions dites impulsions d'horloge. Elles sont délivrées à des intervalles de temps constants et bien connus, par un ensemble de circuits constituant la *base de temps*.

L'organe essentiel d'une base de temps est un oscillateur, par exemple, un oscillateur à quartz (V. t. 1, Électronique, chap. 16), dont la lame de quartz est enfermée dans une ampoule de verre, elle-même placée dans une enceinte thermostatée. Cet oscillateur fournit un signal de fréquence généralement élevée (quelques mégahertz ou quelques dizaines de mégahertz) et sa stabilité de fonctionnement est extrêmement grande; la variation relative $\left(\frac{\Delta f}{f}\right)$ de la valeur de la fréquence peut être inférieure à 10^{-8}. Le signal sinusoïdal de fréquence f délivré par l'oscillateur est transformé en une suite d'impulsions ayant une fréquence de récurrence égale à f. Elles sont ensuite envoyées dans des circuits diviseurs, généralement constitués par un certain nombre de bascules bistables disposées en cascade; chaque bascule délivre des impulsions de fréquence de récurrence moitié de celle des impulsions appliquées à son entrée. Le nombre de divisions dépend de la fréquence désirée pour les impulsions d'horloge.

Les oscillateurs à quartz fonctionnent toujours à des fréquences élevées car l'obtention d'une fréquence basse impose l'utilisation de lames de quartz très épaisses, difficiles à réaliser. Des appareils à diapasons métalliques, très stables, peuvent être employés pour produire un signal de fréquence comprise entre quelques centaines de hertz et quelques dizaines de kilohertz (V. t. 2, Horlogerie, chap. 2).

8. LES COMPTEURS - FRÉQUENCEMÈTRES - PÉRIODEMÈTRES - CHRONOMÈTRES

On réalise souvent des appareils numériques pouvant remplir ces quatre fonctions car les éléments mis en œuvre dans les quatre cas sont semblables.

Ces appareils comportent une base de temps et deux compteurs distincts dont l'un seulement est relié à un système d'affichage. Si cela est nécessaire, un circuit d'entrée permet de transformer tout signal périodique en une suite d'impulsions à raison d'une impulsion par alternance positive ou par alternance négative.

Lorsque l'appareil fonctionne en compteur, les impulsions sont appliquées au seul compteur dont le contenu est affiché.



Fréquencemètre-périodemètre-tachymètre-calculateur (*Schneider-Électronique*)

Le fonctionnement en chronomètre représente un comptage particulier : le compteur relié au système d'affichage reçoit alors les impulsions d'horloge. La période T des impulsions étant constante, le nombre n qui est affiché indique qu'il s'est écoulé un temps égal à nT (à 2 T près) entre le début et la fin du comptage puisque n impulsions ont été reçues. En choisissant une période T égale à 10^{-6} s, le nombre n représente un temps exprimé en microsecondes. Un commutateur est à la disposition de l'opérateur qui peut choisir la fréquence d'horloge qu'il désire ; l'unité de temps avec laquelle le résultat doit être exprimé s'inscrit sur le bloc d'affichage ainsi que la virgule s'il y a lieu. De tels chronomètres permettent de mesurer des durées de 0,1 µs à plusieurs milliers de secondes en plusieurs gammes.

Dans l'utilisation en fréquencemètre (fig. X-3), le compteur, dont le contenu est affiché, reçoit le signal dont on désire connaître la fréquence et l'autre compteur, dit aveugle, reçoit les impulsions d'horloge. Celui-ci joue donc le rôle d'un compteur de temps et, lorsqu'il a reçu un nombre d'impulsions prédéterminé, c'est-à-dire lorsqu'un laps de temps bien défini s'est écoulé depuis le début du mesurage, il délivre une impulsion qui arrête le fonctionnement de l'autre compteur. Si le laps de temps pendant lequel le compteur principal totalise le nombre d'alternances d'un signe déterminé de l'onde à analyser est de 1 seconde, le nombre affiché à la fin du mesurage est la valeur en hertz de la fréquence du signal appliqué à l'entrée. Il faut cependant remarquer que la valeur affichée est la valeur moyenne de la fréquence pendant une seconde. Si cette fréquence varie dans le temps et si l'on veut en connaître la moyenne pendant des intervalles de temps différents de 1 seconde, il est possible de choisir les temps de comptage désirés. La position de la virgule est automatiquement déplacée sur le bloc d'affichage si le résultat doit toujours être exprimé en hertz et si les rapports des intervalles de temps que l'on peut choisir sont des puissances de 10. Lorsqu'un mesurage est terminé, un circuit de retard entre en fonctionnement et n'autorise une nouvelle mesure qu'après un certain délai afin que l'opérateur ait le temps de lire le résultat. Suivant les appareils, on peut mesurer des fréquences moyennes comprises entre quelques hertz et plusieurs mégahertz, les intervalles de comptage pouvant être égaux à $\frac{1}{10}$, 1 ou 10 s.

Le fonctionnement en périodemètre découle de la définition de la période : dans ce cas, c'est le temps qui s'écoule entre deux passages successifs par une même valeur de l'onde à analyser qui est mesuré. Un circuit d'entrée délivre une impulsion à chacun de ces passages. La première de ces impulsions est utilisée pour commander le compteur principal vers lequel sont envoyées les impulsions d'horloge. L'impulsion suivante provoque l'arrêt du comptage. Le nombre affiché indique donc directement la valeur de la période mesurée. Si l'on désire connaître la valeur moyenne de plusieurs périodes successives, n par exemple, il faut afficher ce nombre dans le compteur aveugle et le comptage n'est interrompu que lorsque ce nombre est atteint.

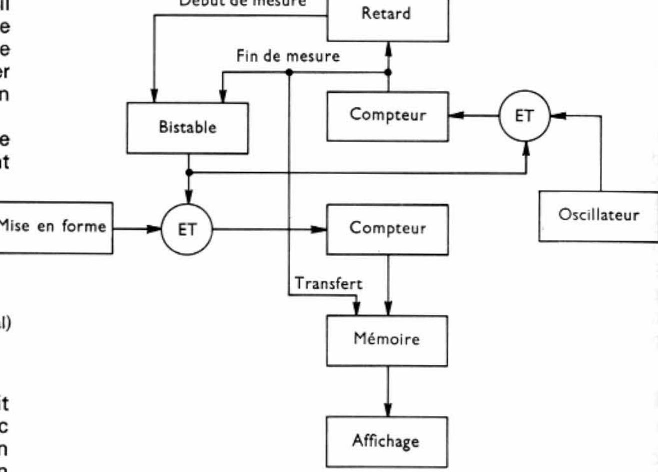


Fig. X-3
Organisation d'un fréquencemètre

9. LES VOLTMÈTRES NUMÉRIQUES

Selon l'usage souhaité, trois types principaux de voltmètres numériques sont réalisés ; ils se différencient par leur convertisseur analogique-digital (convertisseur tension-nombre) qui peut être à simple rampe, à double rampe ou « à pesée ».

Dans le **convertisseur à simple rampe,** on ramène une mesure de tension à une mesure d'intervalle de temps. Un générateur qui fournit un courant constant est utilisé pour charger un condensateur selon une loi linéaire en fonction du temps (fig. X-4) ; la tension U_C aux bornes du condensateur est donc proportionnelle au temps t de charge :

$$U_C = kt \quad (k = \text{Cte})$$

Ce temps de charge est mesuré au moyen d'un compteur qui reçoit des impulsions d'horloge. La tension U_C est comparée en permanence à la tension U à mesurer ; l'organe de comparaison est un amplificateur à entrées différentielles dont la sortie est reliée à un détecteur de tension nulle. À l'instant $t = t_1$ où les deux tensions sont égales, le compteur est arrêté ; le nombre affiché qui représente le temps t_1 est proportionnel à la tension U à mesurer : $U = kt_1$. Pour fixer les idées, si $k = 10$ mV/ms et $t_1 = 152{,}4$ ms, la tension U est égale à $10 \times 152{,}4 = 1\,524$ mV. Si la période de récurrence des impulsions d'horloge est de 0,1 ms, au moment de l'arrêt du comptage le nombre affiché est 1 524. Donc, en choisissant pour k une valeur égale à une puissance de 10, le nombre affiché est égal à la tension mesurée à une puissance de 10 près. Selon la

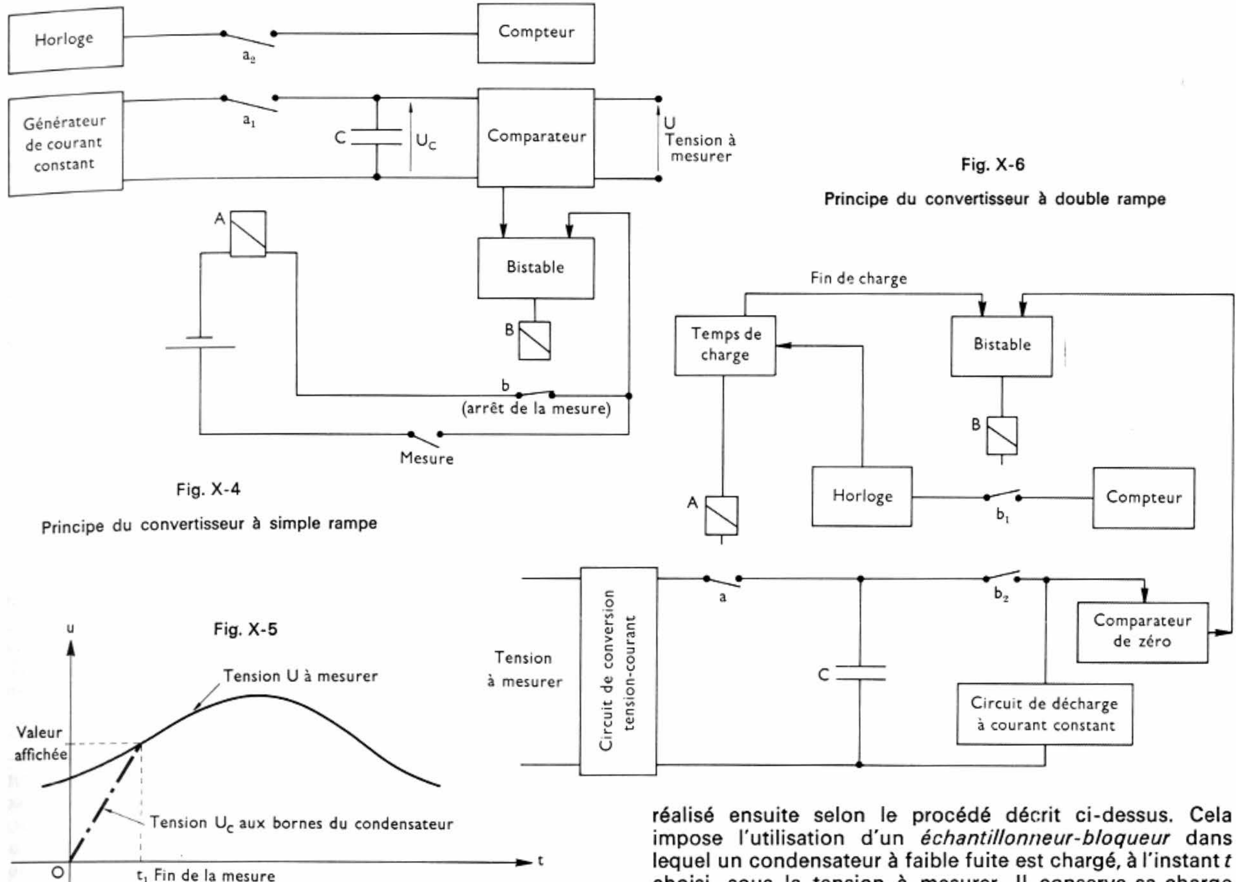


Fig. X-4

Principe du convertisseur à simple rampe

Fig. X-5

Fig. X-6

Principe du convertisseur à double rampe

valeur adoptée pour k et selon l'unité choisie, il est parfois nécessaire de placer une virgule pour que le voltmètre soit à lecture directe. Il est à remarquer qu'un voltmètre, dont le convertisseur est à simple rampe, indique la valeur de la tension à mesurer à un instant t_1 qui n'est pas choisi par l'opérateur (fig. X-5). Avec certains appareils, il est possible de connaître la valeur de la tension à un instant t déterminé. Pour ce faire, à cet instant t, la valeur de la tension est mise en mémoire et son mesurage est réalisé ensuite selon le procédé décrit ci-dessus. Cela impose l'utilisation d'un *échantillonneur-bloqueur* dans lequel un condensateur à faible fuite est chargé, à l'instant t choisi, sous la tension à mesurer. Il conserve sa charge pendant un temps suffisant pour permettre la conversion analogique-numérique de la tension entre ses bornes.

Pour que les appareils comportent plusieurs calibres, un circuit est placé à l'entrée de l'appareil pour amplifier ou pour atténuer la tension à mesurer avant qu'elle ne soit appliquée au convertisseur analogique-numérique. Amplificateur ou atténuateur, ce circuit d'entrée présente généralement une grande impédance d'entrée.

Le **convertisseur à double rampe** (fig. X-6) procède lui aussi d'une mesure d'intervalle de temps, mais il fournit la valeur moyenne d'une tension durant un inter-



Voltmètre numérique équipé d'un tiroir pour la mesure des tensions continues (*ITT-Metrix*)

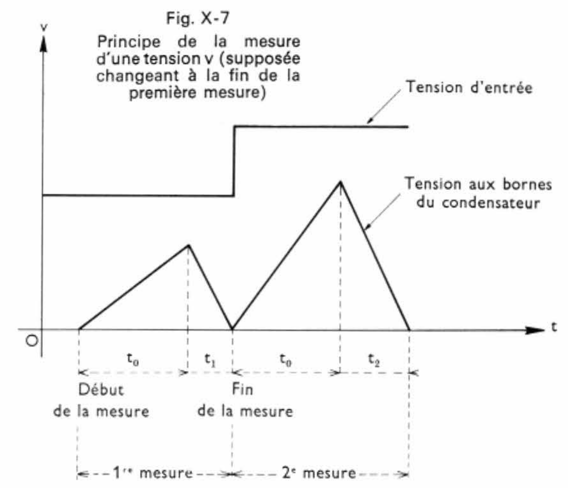


Fig. X-7
Principe de la mesure d'une tension v (supposée changeant à la fin de la première mesure)

valle de temps choisi. La tension à mesurer est convertie en un courant, proportionnel à celle-ci, qui sert à charger un condensateur pendant une durée déterminée (fig. X-7) ; la charge acquise par ce condensateur est proportionnelle à la tension à mesurer. Cela fait, ce même condensateur est déchargé à courant constant; la durée de décharge complète est donc proportionnelle à la charge initiale, c'est-à-dire à la tension à mesurer. La valeur de cette tension se déduit de celle du temps de décharge; le mesurage de celui-ci est réalisé au moyen d'un compteur recevant des impulsions d'horloge. Il va sans dire que la même base de temps est utilisée pour déterminer le temps de charge et mesurer le temps de décharge du condensateur. Le résultat obtenu correspond à la valeur moyenne de la tension durant un temps égal au temps de charge t_0.

Ce procédé est très utilisé pour mesurer la valeur d'une tension continue lorsqu'une tension alternative parasite lui est superposée. Il suffit de mesurer la valeur moyenne de la tension résultante pendant un intervalle de temps égal à une ou plusieurs périodes de la composante alternative pour obtenir la valeur de la seule composante continue.

Le **convertisseur « à pesée »** ou à approximations successives diffère complètement des précédents puisque la tension à mesurer est comparée à une tension obtenue à l'aide d'un circuit dans lequel l'insertion ou l'élimination de résistances déterminées se fait automatiquement. Cette opération est commandée par un compteur-décompteur en système D.C.B. (V. ci-dessus). À chaque bistable de chaque décade est associée une résistance R_{np} (fig. X-8) et celle-ci est mise en service lorsque la sortie du bistable est dans l'état 1. La valeur de la résistance R_{np} peut être donnée par une formule générale. Si l'on appelle n le poids d'une bascule (1, 2, 4 ou 8) et p un nombre égal à 0 pour la décade des unités, à 1 pour celle des dizaines, à 2 pour celle des centaines, à m pour celle qui correspond au chiffre de rang $(m+1)$ (à partir de la droite) dans un nombre exprimé dans le système décimal :

$$R_{np} = \frac{R}{n \, . \, 10p}$$

Le circuit est alimenté sous une tension constante U et l'intensité I du courant dans le réseau est égale à la somme des intensités des courants traversant les résistances en service. Pour bien comprendre le fonctionnement de l'ensemble, on va supposer que le compteur comprend deux décades seulement et que leur état est celui qui correspond au nombre décimal 97. Dans la décade des unités, les bascules de poids 1, 2 et 4 sont donc à l'état binaire 1 et dans la décade des dizaines, il en est de même pour les bascules de poids 1 et 8. En admettant que la tension aux bornes des résistances est bien toujours égale à U, l'intensité I du courant est égale à :

$$I = \frac{U}{R} + \frac{U}{R/2} + \frac{U}{R/4} + \frac{U}{R/10} + \frac{U}{R/80}$$

soit : $$I = \frac{U}{R}(1 + 2 + 4 + 10 + 80) = 97\frac{U}{R}$$

L'intensité du courant est donc proportionnelle au contenu du compteur. Si ce courant traverse une résistance R' égale à R, la tension aux bornes de celle-ci est égale à la tension de référence U multipliée par le contenu du compteur; cela n'est évidemment possible que grâce à un montage spécial car l'introduction de la résistance R' ne doit pas modifier le courant I. Ce montage constitue un convertisseur digital-analogique.

Lorsque la tension à mesurer est appliquée à l'entrée d'un voltmètre à approximations successives, une première comparaison est effectuée. Si le compteur n'avait pas été ramené au zéro et si la tension à mesurer U_e est plus grande que la tension de sortie U_s du convertisseur, des impulsions d'horloge sont envoyées à l'entrée du compteur-décompteur en même temps qu'un ordre de comptage. Le nombre affiché croît et il en est de même de U_s (cette croissance se fait par bonds); lorsque la tension U_e est inférieure à U_s, les mêmes impulsions sont envoyées à l'entrée du compteur-décompteur mais avec un ordre de décomptage. Cette opération s'arrête lorsque l'égalité des tensions est obtenue (ce que l'on supposera possible). Si la fréquence de récurrence des impulsions d'horloge est assez grande (afin que la tension ne varie pas durant la mesure), le contenu du compteur-décompteur représente la valeur numérique de la tension à mesurer. Certains voltmètres numériques de ce type ne comportent pas de compteur-décompteur mais seulement un compteur simple. Dans ce cas, lorsqu'on désire faire un mesurage, le *compteur doit être mis à zéro* avant chaque mesure. Le résultat est fourni un peu moins rapidement qu'avec les voltmètres précédents pour une même fréquence d'horloge.

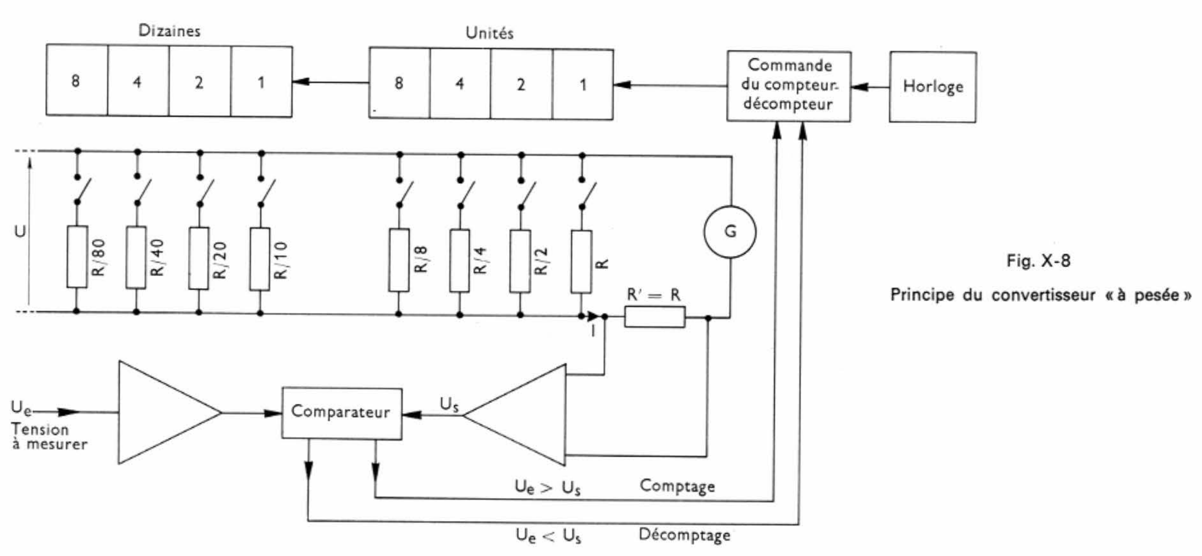


Fig. X-8
Principe du convertisseur « à pesée »



Multimètre numérique de laboratoire (*Compteurs Schlumberger*)

La cadence d'échantillonnage de ces voltmètres numériques dépend à la fois de leurs calibres et de la fréquence d'horloge, qui peut être très grande (jusqu'à 100 000 mesures par seconde). Ils fournissent la valeur instantanée de la tension mesurée.

Si les voltmètres numériques précédents sont les plus courants, il faut tout de même signaler une autre catégorie dont le fonctionnement repose sur un principe totalement différent puisqu'ils comportent un convertisseur tension-fréquence. Dans ce cas, un condensateur est chargé et déchargé périodiquement à une fréquence proportionnelle à la tension de charge qui est la tension à mesurer. La mesure de cette tension se ramène donc à une mesure de fréquence avec un fréquencemètre numérique.

Tous les voltmètres numériques peuvent être à plusieurs calibres et le choix du calibre peut être manuel ou automatique; dans ce dernier cas, le positionnement de la virgule et l'affichage de l'unité du résultat se font automatiquement. De même, ces appareils peuvent être à changement automatique de polarité avec indication du signe de la tension mesurée. La cadence d'échantillonnage est généralement réglable entre 10 mesures par seconde et 1 mesure toutes les 10 secondes.

10. LES AMPÈREMÈTRES ET OHMMÈTRES NUMÉRIQUES

Le mesurage des courants ou des impédances se fait en utilisant un voltmètre numérique associé à un circuit convenable pour faire correspondre une tension à la grandeur à mesurer. Le mesurage d'un courant continu I est le plus simple. Il suffit de le faire passer dans une résistance de valeur connue R et de mesurer la tension U aux bornes de celle-ci ($U = RI$). L'intensité I est lue directement sur l'appareil si R est un nombre égal à une puissance de 10 (0,1 Ω, 1 Ω, 10 Ω, etc.). Le mesurage d'un courant alternatif impose l'emploi d'un circuit redresseur double alternance fournissant une tension de valeur proportionnelle à la valeur moyenne du courant. Généralement, ces appareils permettent le mesurage de courants dont les fréquences sont comprises entre quelques dizaines de hertz et quelques dizaines de kilohertz. Pour obtenir la valeur efficace du courant, deux solutions sont possibles: la première consiste à mesurer la valeur moyenne et à étalonner l'appareil en valeurs efficaces; la seconde est d'utiliser un thermocouple. Dans le premier cas, la graduation n'est exacte que pour un courant sinusoïdal; dans le second cas, on s'affranchit de la forme d'onde puisque le thermocouple délivre une tension proportionnelle à la valeur efficace du courant. La précision des ampèremètres numériques est généralement différente suivant les calibres; elle peut être comprise entre 0,01 % et 1 % de la lecture plus ou moins un digit.

Comme pour les voltmètres, ces appareils peuvent être à changement de calibre manuel ou automatique et aussi à changement automatique de polarité.

Pour le mesurage des résistances, la résistance à mesurer est insérée dans un pont dont les autres branches sont constituées par des résistances de précision et qui est alimenté sous une tension de référence. Le courant de déséquilibre du pont dépend de la résistance à mesurer et, de la mesure de ce courant, on déduit la valeur de la résistance. On réalise aussi des ponts d'impédances selon la même technique pour le mesurage des inductances et des capacités des condensateurs.

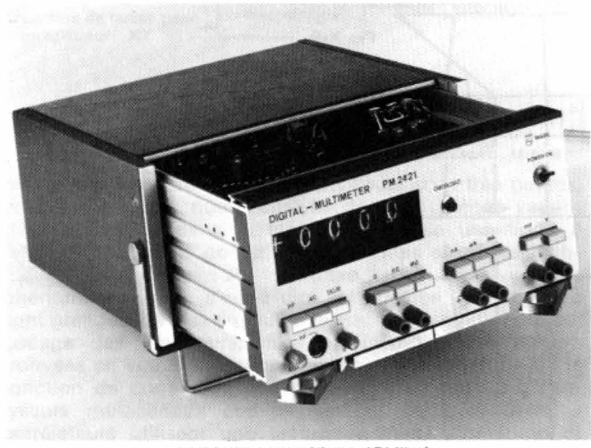
11. LES MULTIMÈTRES NUMÉRIQUES

De très nombreux multimètres numériques sont réalisés et leurs caractéristiques sont très variables selon les constructeurs. À titre d'exemple, on va présenter celles d'un multimètre qui permet le mesurage des courants et tensions continus et alternatifs et des résistances.

— *Tensions continues :* calibres 0,2, 2, 20, 200, 1 000 V; précision: 0,1 % ± 1 digit; impédances d'entrée: 10 à 1 000 MΩ selon les calibres.

— *Tensions alternatives :* calibres 0,2, 2, 20, 200, 500 V; précision: 0,5 % ± 1 digit entre 40 Hz et 10 kHz, 1 % ± 1 digit de 10 kHz à 20 kHz; impédance d'entrée: 1 MΩ sur toutes les gammes.

— *Intensités des courants continus :* calibres 200 μA, 2, 20, 200 mA, 2 A; précision: 0,25 à 0,5 % ± 1 digit selon le calibre; chute de tension: 0,2 V sur tous les calibres.



Multimètre numérique (*Philips*)

— *Intensités des courants alternatifs :* mêmes calibres qu'en continu ; précision : de 40 Hz à 10 kHz, 0,75 % à 1 % ± 1 digit selon le calibre ; chute de tension : 0,2 V.

— *Résistances :* calibres 200 Ω, 2, 20, 200 kΩ, 2 et 20 MΩ ; précision : 0,5 % ± 1 digit sauf pour le calibre le plus grand (1 à 2 %).

12. LES ANALYSEURS MULTICANAUX

Ces appareils constituent des outils très puissants mis à la disposition des laboratoires de mesure et font essentiellement appel aux techniques numériques. Primitivement réalisés pour les besoins des laboratoires spécialisés dans les techniques nucléaires, ils rendent de très grands services dans l'analyse des grandeurs électriques.

Un analyseur multicanaux comporte principalement trois sous-ensembles. Le premier est un *codeur de tension :* il délivre un nombre d'impulsions proportionnel à la valeur instantanée d'une tension qui peut être une tension continue, périodique ou impulsionnelle. Le second est une *mémoire*, généralement à tores de ferrite, agencée de manière à constituer un nombre important de compteurs (entre une centaine et plusieurs milliers), chacun d'eux repéré par un numéro ou adresse ; la capacité totale est généralement de 10^5 ou 10^6 bits. Le troisième est une *base de temps* qui sert à piloter l'ensemble (fig. X-9). Le contenu numérique des compteurs est accessible sous forme de niveaux logiques sur une prise multibroches. Un système de balayage associé à un convertisseur numérique-analogique permet d'utiliser un tube cathodique pour représenter le contenu des mémoires par une série de points dont l'abscisse indique le numéro de la mémoire et l'ordonnée son contenu.

Trois fonctions essentielles peuvent être réalisées avec un tel analyseur :

— La fonction *spectrométrie d'amplitude* qui permet de tracer une courbe représentant le nombre d'échantillons de la grandeur à analyser compris entre deux valeurs déterminées (canal) en fonction du numéro du canal (fig. X-10). Par exemple, on cherchera le nombre de fois où la tension est comprise entre 100 et 120 mV, 120 et 140 mV 140 et 160 mV, etc. Pour ce faire, chaque échantillon est codé numériquement ; le résultat de ce codage est un nombre et la mémoire, dont l'adresse est numériquement égale à ce nombre, reçoit une impulsion. Après un certain temps d'enregistrement, le contenu d'une mémoire représente le nombre de fois où la grandeur à analyser a présenté une valeur comprise dans la tranche des valeurs affectées à cette mémoire. Ce type de spectre permet, par exemple, de classer des hauteurs d'impulsions ou encore de connaître le nombre de fois où une grandeur atteint certains seuils pendant un intervalle de temps déterminé.

En *mode multi-échelles*, l'analyseur multicanaux est utilisé comme autant de compteurs (ou d'échelles de comptage) qu'il comporte. Des impulsions arrivant dans l'analyseur sont comptées pendant un intervalle de temps Δt et leur nombre est affiché dans le compteur portant le numéro 0 ; pendant l'intervalle de temps Δt suivant, c'est le compteur numéro 1 qui reçoit les impulsions, etc. Si la fréquence des impulsions est significative d'un phénomène, on aura ainsi une représentation de celui-ci en fonction du temps (fig. X-11).

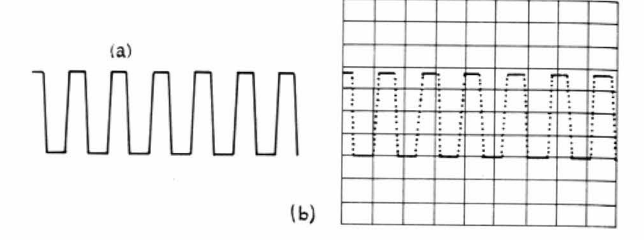


Fig. X-11 — Échantillonnage d'un signal (a) et sa représentation (b) sur l'écran d'un analyseur multicanaux

En *mode multi-échantillonnage*, une tension appliquée à l'entrée de l'appareil est échantillonnée à intervalles de temps constants et codée ; le nombre obtenu est mis en mémoire dans l'un des compteurs. À chaque échantillonnage, le résultat est porté dans un compteur différent. On obtient donc une représentation du phénomène en fonction du temps. Si celui-ci se répète, il est possible de mettre en mémoire le résultat plusieurs fois en commençant toujours par remplir le compteur numéro 0 à des instants séparés par un temps égal à une ou plusieurs périodes du phénomène. Ce mode de fonctionnement est très utile : par

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMÉRIQUE

ÉCHELLE D'ADRESSE

MÉMOIRE

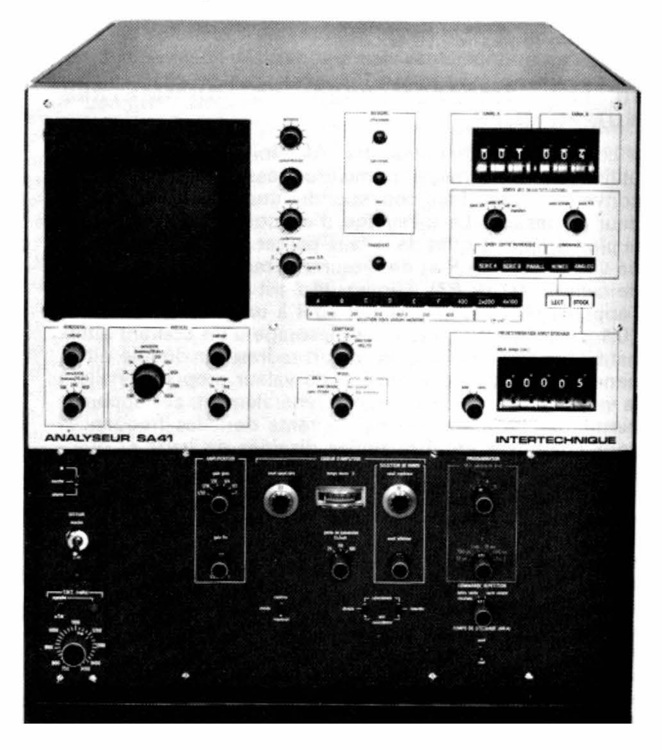
OSCILLOSCOPE

Fig. X-9
Principe de l'analyseur multicanaux

Nombre d'échantillons

Numéro du canal

Fig. X-10 — Spectre d'amplitude vu sur l'écran d'un analyseur multicanaux



Analyseur 400 canaux (*Intertechnique*)

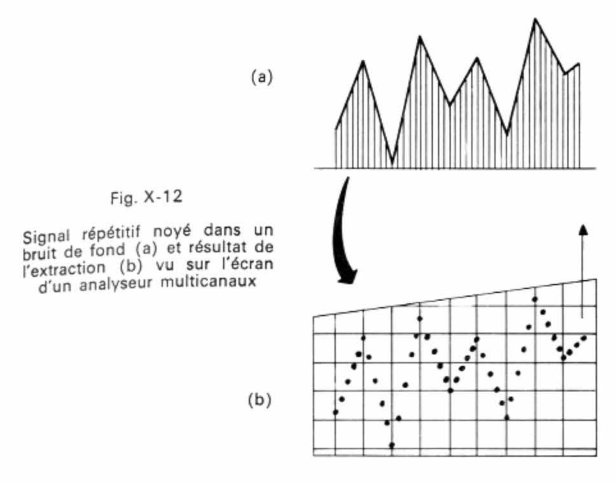


Fig. X-12

Signal répétitif noyé dans un bruit de fond (a) et résultat de l'extraction (b) vu sur l'écran d'un analyseur multicanaux

exemple, il permet d'extraire un signal masqué par un bruit de fond (fig. X-12). En effet, si le signal est répétitif, après n stockages il sera ajouté n fois à lui-même, ce qui n'est pas vrai pour le bruit de fond qui est un phénomène aléatoire (lorsqu'on l'ajoute n fois à lui-même, le résultat de l'addition algébrique tend vers 0 si n devient très grand).

Ces différents modes de fonctionnement font déjà qu'un analyseur multicanaux est un outil puissant. Cependant, bien d'autres possibilités sont offertes à l'utilisateur: calculs mathématiques portant sur les contenus des mémoires, transfert d'informations d'un groupe de mémoires dans un autre, etc.

13. LES CORRÉLATEURS EN TEMPS RÉEL

On a souvent besoin de connaître dans quelle mesure deux processus pseudo-aléatoires, par exemple, les vibrations en deux points d'une même structure, sont liés. On va supposer que l'on peut faire correspondre deux tensions électriques: $v_1(t)$ et $v_2(t)$ aux deux processus considérés et que le produit $v(t) = v_1(t) . v_2(t)$ admet une valeur moyenne V pendant un intervalle de temps T. Si cette multiplication est faite après que l'un des phénomènes ait été retardé d'un temps τ, pour chaque valeur de τ la tension moyenne V aura une certaine valeur $V(\tau)$. L'ensemble des valeurs de $V(\tau)$ est appelé *fonction d'intercorrélation des grandeurs* $v_1(t)$ *et* $v_2(t)$. Elle est égale à:

$$C(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t)\, v_2(t - \tau)\, dt$$

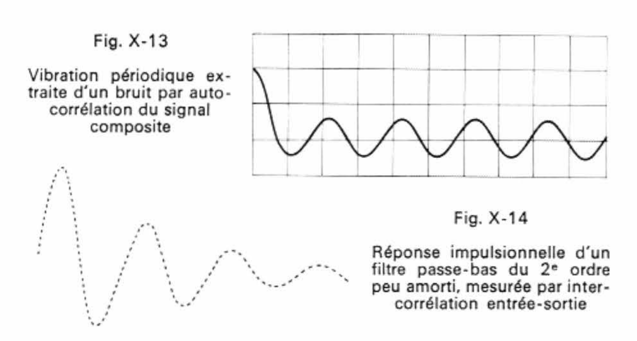
Si l'une des grandeurs d'entrée est induite par l'autre, les variations de l'une et de l'autre sont liées avec un certain retard θ. Lorsque τ prend cette valeur θ, la fonction d'intercorrélation passe par un maximum et la valeur de ce maximum indique le degré de couplage des deux grandeurs. Donc, la connaissance de la fonction d'intercorrélation $C(\tau)$ donne d'importants renseignements concernant le couplage de deux grandeurs.

On peut aussi ne considérer qu'une seule grandeur $v_1(t)$ et faire le produit de celle-ci par la même grandeur retardée d'une valeur τ soit $v_1(t - \tau)$. La fonction $A(\tau)$, définie comme précédemment, est appelée *fonction d'autocorrélation* de la fonction $v_1(t)$:

$$A(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t)\, v_1(t - \tau)\, dt$$

Si $v_1(t)$ est une fonction périodique, pour toute valeur de τ égale à la période ou à un multiple de la période, $A(\tau)$ passe par un maximum, cela étant vrai aussi bien pour le fondamental que pour les harmoniques. En particulier, si la tension $v_1(t)$ est une fonction sinusoïdale de période T_1, pour toute valeur de τ telle que $\tau = nT_1$ (n étant entier), la fonction $A(\tau)$ passe par un maximum et pour toute valeur de τ telle que $\tau = \frac{2n+1}{2} T_1$, la fonction $A(\tau)$ est nulle.

Les techniques faisant appel aux fonctions de corrélations sont extrêmement puissantes pour l'analyse des phénomènes aléatoires ou la reconnaissance de signaux masqués par le bruit (fig. X-13 et X-14). Elles ont conduit


Fig. X-13

Vibration périodique extraite d'un bruit par autocorrélation du signal composite

Fig. X-14

Réponse impulsionnelle d'un filtre passe-bas du 2ᵉ ordre peu amorti, mesurée par intercorrélation entrée-sortie

à réaliser des appareils, appelés corrélateurs. Certains de ces appareils fournissent les valeurs de la fonction de corrélation au moment même où les fonctions à analyser se présentent: on dit qu'ils fonctionnent en temps réel et on les appelle *corrélateurs en temps réel*.

Un corrélateur doit donc remplir trois fonctions principales: retarder un signal électrique d'une valeur τ, multiplier et intégrer (fig. X-15). Selon les valeurs de τ, deux

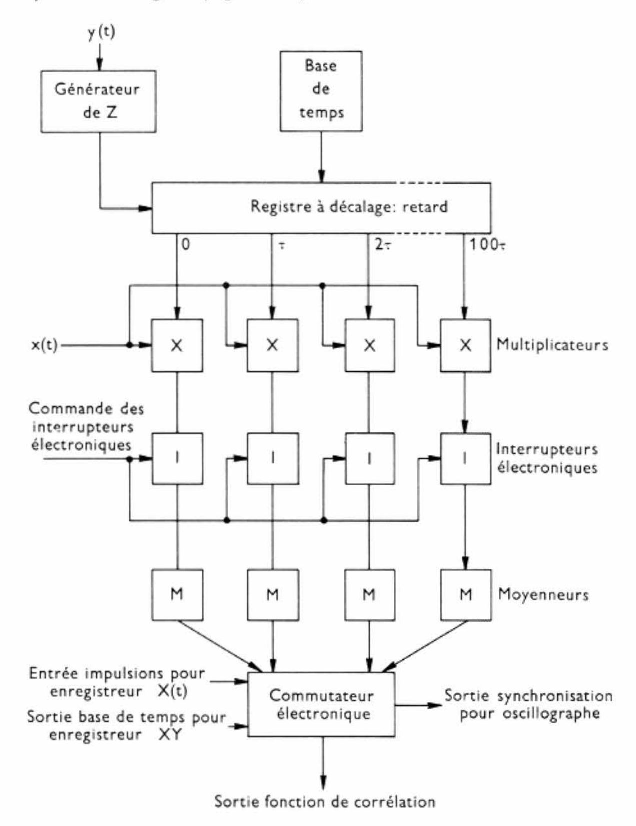


Fig. X-15 — Principe du corrélateur en temps réel

techniques sont utilisées. Si ces valeurs sont très petites, ce qui est le cas pour l'analyse de phénomènes variant très rapidement dans le temps, on utilise une ligne à retard et toutes les opérations sont faites selon les techniques analogiques. Au contraire, pour l'analyse des phénomènes lents, c'est-à-dire lorsque les valeurs de τ sont grandes, on met en œuvre les techniques numériques: codage des grandeurs, mise en mémoire des valeurs trouvées en vue d'utilisations ultérieures, élaboration de la fonction de corrélation éventuellement au moyen d'analyseurs multicanaux convenablement équipés. Certains corrélateurs utilisent une technique mixte, numérique et analogique.

LES APPAREILS DE MESURE ENREGISTREURS

CHAPITRE XI

LES ENREGISTREURS ANALOGIQUES

1. GÉNÉRALITÉS

Un enregistreur analogique comporte toujours trois éléments : un élément de mesure, un dispositif d'inscription et un organe permettant le déplacement relatif du dispositif d'inscription et du support de l'enregistrement, en fonction du temps.

L'*organe de mesure* sera étudié en détail ultérieurement.

Le *dispositif d'inscription* peut être une plume réservoir d'une autonomie de fonctionnement de 36 heures, par exemple, ou une plume syphon alimentée par un réservoir séparé (l'autonomie de fonctionnement est alors beaucoup plus grande) ou encore un dispositif électrique d'inscription sur papier métallisé. Dans ce dernier cas, une tension de grande valeur, continue ou alternative, est appliquée entre un stylet métallique et la surface métallisée du papier ; un arc s'établit et il laisse une trace sur le papier. Ce procédé est très commode car la trace peut être très fine, même lorsque le papier défile à vitesse très lente, alors qu'avec les systèmes d'inscription à encre, la plume se bouche facilement ou au contraire débite trop d'encre, ce qui en rend l'utilisation difficile. Un autre procédé consiste à utiliser un papier photosensible sur lequel on envoie un pinceau lumineux très fin (fig. XI-1). Le tracé se révèle après quelques minutes d'exposition à la lumière et le diagramme peut être conservé après trempage dans un bain spécial.

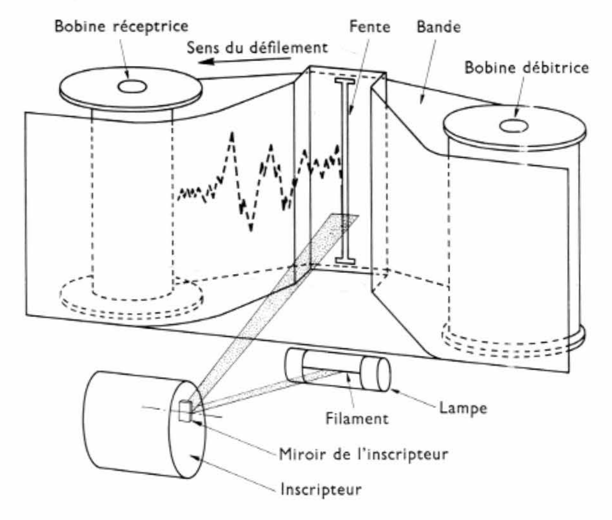


Fig. XI-1 — Principe de l'enregistrement sur papier photosensible (*S.E.I.M.*)

Le système de défilement en fonction du temps permet le plus souvent d'entraîner le papier à une vitesse déterminée. Le rouleau de papier présente des perforations régulièrement espacées le long d'un bord (ou des deux) et il est entraîné par un tambour muni de picots. Un moteur électrique synchrone ou asynchrone (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 11 et 12), muni d'une boîte de vitesses, entraîne le tambour à picots (fig. XI-2). Parfois, le moteur est à remontage mécanique ou encore est constitué d'un électroaimant agissant sur une roue à rochets qui progresse d'un pas à chaque impulsion de commande arrivant aux bornes de l'électroaimant. Cependant, dans le cas des tables traçantes, le papier est fixe et c'est le dispositif d'inscription qui se déplace. Les vitesses de défilement

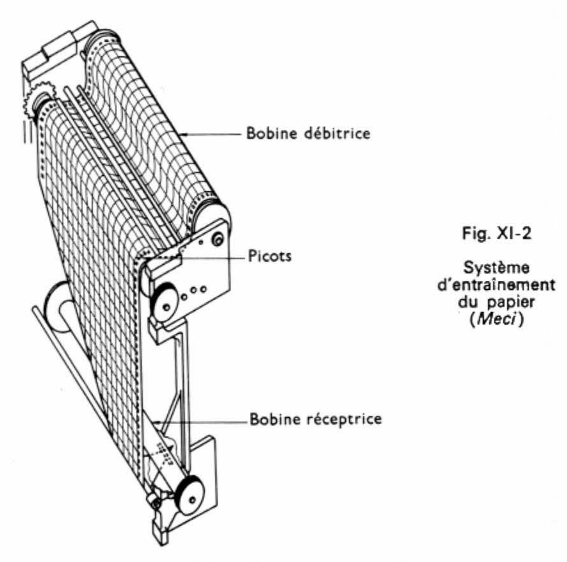


Fig. XI-2 Système d'entraînement du papier (*Meci*)

peuvent être choisies dans une très large gamme allant de quelques millimètres par heure à plusieurs mètres par minute.

Nombreux sont les appareils qui permettent d'enregistrer plusieurs signaux sur un même diagramme. Deux procédés sont utilisés pour cela. Dans les *appareils à pointés*, c'est un système à échantillonnage qui est mis en œuvre : un élément de mesure unique est branché successivement sur chacune des voies de mesure au moyen d'un commutateur pas à pas. À intervalles de temps réguliers, l'aiguille indicatrice est abaissée sur un ruban encreur interposé entre elle et le papier ; un point est dessiné sur celui-ci (fig. XI-3). La couleur de ce point peut être différente

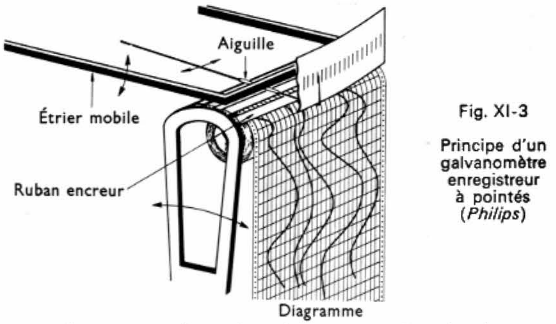


Fig. XI-3 Principe d'un galvanomètre enregistreur à pointés (*Philips*)

pour chaque entrée grâce à une synchronisation entre commutateur d'entrée et commutateur de rubans. Avec ce système, les différentes courbes tracées peuvent occuper toute la largeur du papier. Elles sont au nombre de 6 à 12 selon le type d'appareil. Le second procédé consiste à utiliser autant d'éléments de mesure que de courbes à dessiner. Si l'inscription se fait à l'encre ou électriquement, les aiguilles ne peuvent se croiser et chacune des n courbes ne peut occuper que la fraction $\frac{1}{n}$ de la largeur du papier. Si l'inscription est optique, les courbes peuvent occuper toute la largeur du papier mais les tracés sont tous de même couleur. Ce deuxième procédé permet d'obtenir des tracés continus.

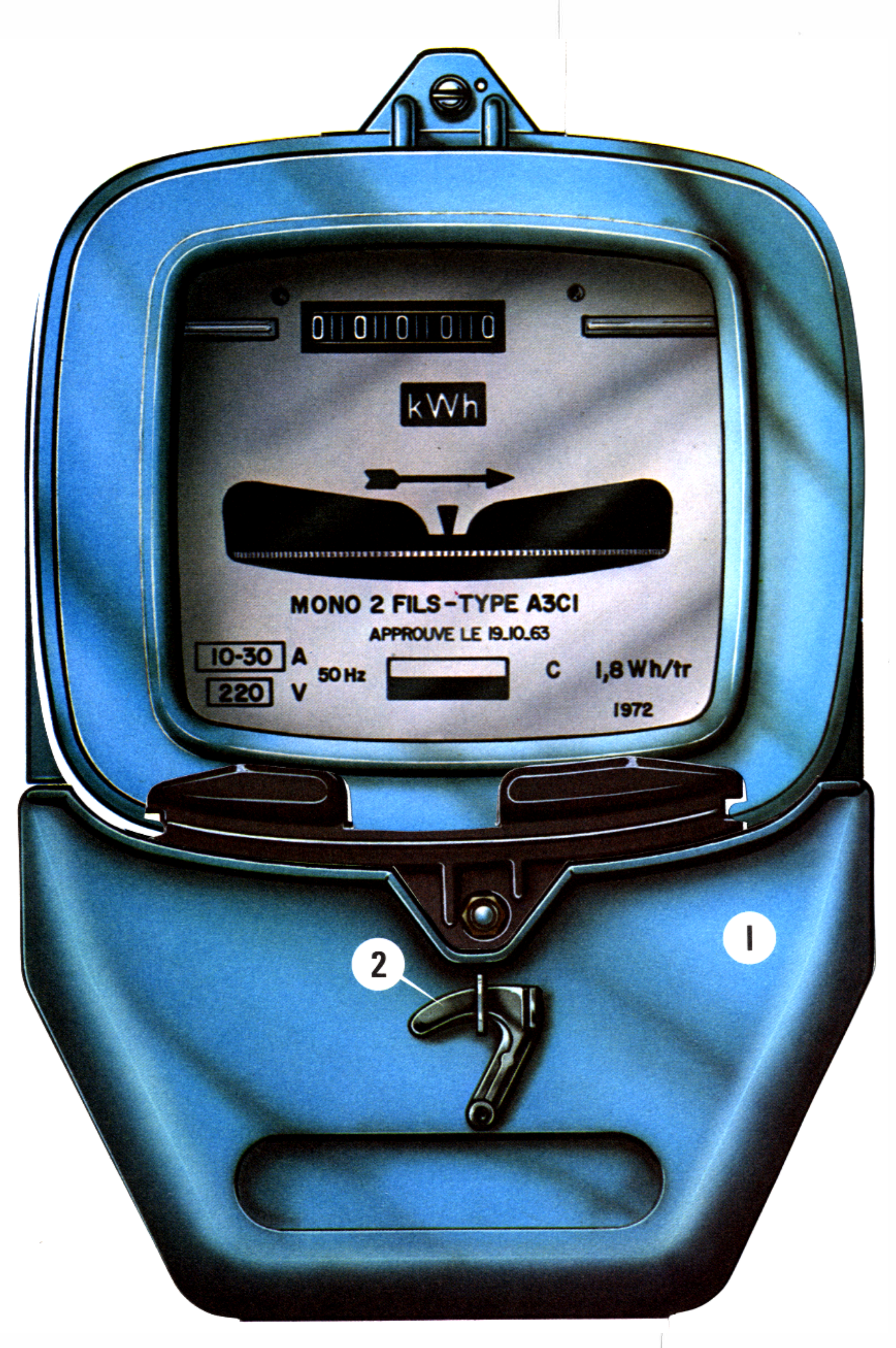
Compteur Monophasé, deux fils, type A3 C1

COMPTEURS SCHLUMBERGER

1. Plaque de recouvrement de la boîte à bornes
2. Dispositif permettant le plombage du compteur
3. Minuterie
4. Disque mobile
5. } Bornes de connexions au réseau
6. }
7. } Bornes de connexions à l'installation
8. }
9. Roue commandée par la vis sans fin du disque
10. Bobinage-tension (enrobé dans un isolant)
11. Vis sans fin
12. Arbre du disque
13. Bobinages-courant (enrobés dans un isolant)
14. Vis de réglage de freinage obtenu au moyen de l'aimant
15. Aimant
16. Vis de réglage de la spire de Frager placée sur le circuit magnétique de bobinage-tension
17. Circuit magnétique du bobinage-tension
18. Dispositif de fixation des circuits magnétiques
19. Circuit magnétique des bobinages-courant
20. Fils de connexions du bobinage-tension
21. Fils de connexions des bobinages-courant

Compteur Monophasé, deux fils, type A3 C1

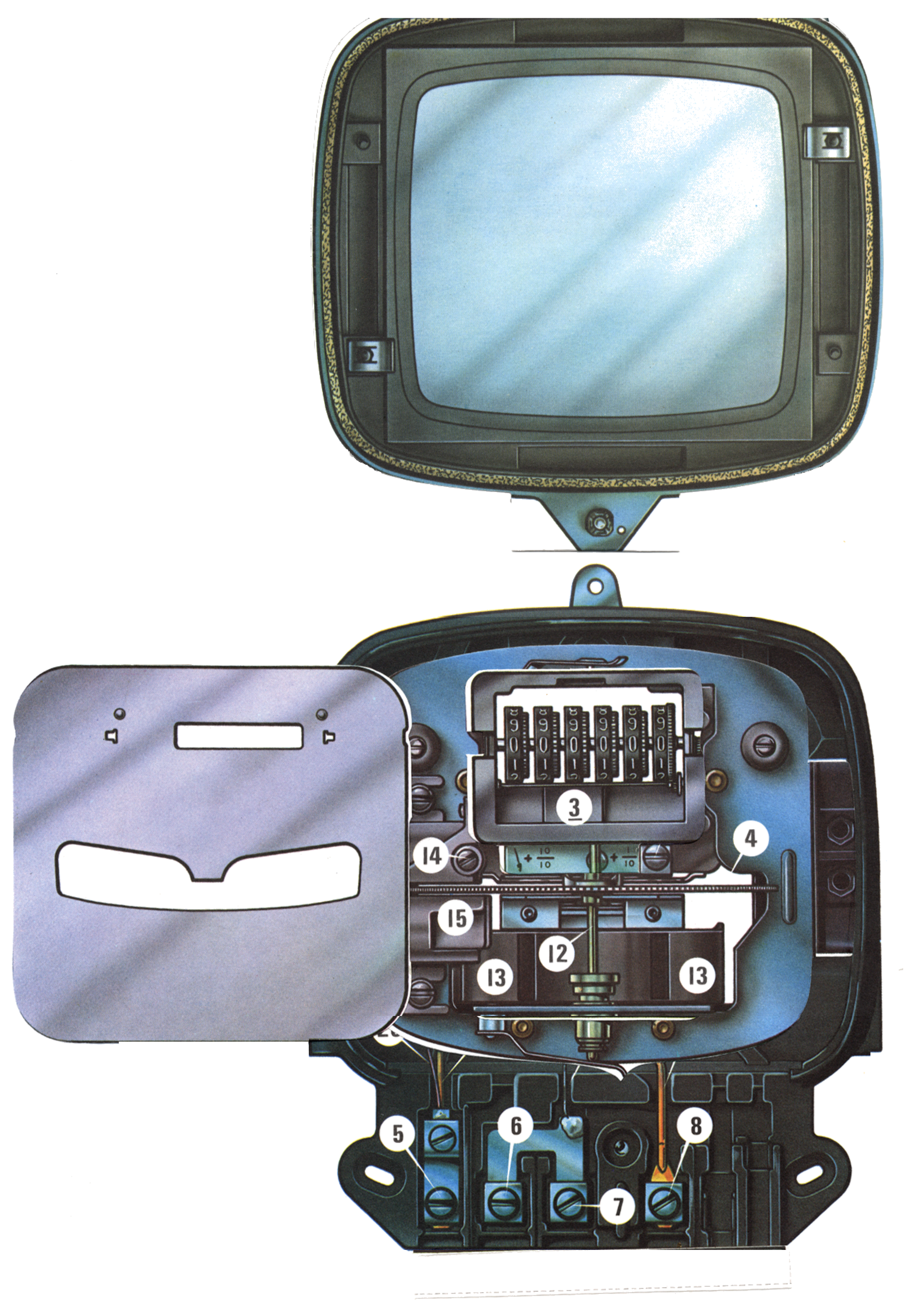
COMPTEURS SCHLUMBERGER



ARISTIDE QUILLET, Éditeur



3
0 0 0 0 0
kWh
4
MONO 2 FILS-TYPE A3CI
APPROUVE LE 19.10.63
10-30 A
220 V
50 Hz
C 1,8 Wh/tr
1972
5
6
8
5
7


3
4
14
15
12
13
13
5
6
8
7

Pour tous ces appareils de mesure enregistreurs, le repérage du temps peut être réalisé par l'inscription de petits traits sur un bord du diagramme, à des intervalles de temps réguliers.

Une caractéristique importante de ces appareils est le temps de réponse, c'est-à-dire le temps minimal que met le stylet enregistreur pour parcourir la largeur totale du diagramme. Il revient au même d'indiquer la bande passante de l'appareil, c'est-à-dire la plus grande fréquence d'un signal sinusoïdal d'amplitude telle que la courbe représentative occupe toute la largeur du papier et dont l'enregistrement est fait sans déformation. Ainsi, un appareil dont le temps de réponse est de 1 seconde a une bande passante de $\frac{1}{\pi}$ Hz, soit 0,32 Hz. Bien évidemment, ce même appareil peut être utilisé pour enregistrer un signal de fréquence plus grande si la courbe représentative n'occupe pas toute la largeur du papier.

2. LES ENREGISTREURS GALVANOMÉTRIQUES

L'élément de mesure de ces enregistreurs est un galvanomètre qui peut être ferrodynamique pour les signaux à fréquence industrielle, magnétoélectrique à redresseur pour des signaux de fréquences comprises entre quelques dizaines de hertz et quelques kilohertz, ou magnétoélectrique simple pour des signaux continus.

L'inertie de l'équipage mobile muni de son stylet et le frottement du stylet sur le papier limitent beaucoup la bande passante des enregistreurs à inscription à plume ou électrique. Le temps de réponse de ces appareils est voisin de la seconde. Pour les appareils multicourbes à pointés, ce temps de réponse limite la cadence d'échantillonnage qui est généralement d'une mesure toutes les 3 à 10 secondes.

Les performances des appareils à inscription sur papier photosensible peuvent être nettement supérieures. Certains enregistreurs équipés de galvanomètres à miroirs ont une bande passante de 13 kHz et ils peuvent recevoir jusqu'à 36 cellules de mesure éclairées par une lampe unique émettant un rayonnement ultraviolet. La largeur utile du papier est de 20 cm environ. Éventuellement, des amplificateurs de mesure peuvent être incorporés dans le boîtier de l'appareil afin d'augmenter les impédances d'entrée et la sensibilité.

Les appareils de mesure enregistreurs galvanométriques sont d'un usage très courant. Ils se présentent soit sous forme d'appareils de laboratoires, soit sous forme d'appareils à encastrer dans un tableau vertical ; les largeurs de diagrammes sont au maximum de 100 mm lorsque les systèmes d'inscription sont à encre ou sont électriques. Le zéro de ces appareils est généralement réglable et le mouvement circulaire de l'équipage mobile peut être transformé en mouvement rectiligne par un système mécanique. Les classes de précision de ces appareils sont généralement 1,5 ou 2,5.

3. LES ENREGISTREURS POTENTIOMÉTRIQUES

Dans ces appareils, la puissance nécessaire pour déplacer le système d'inscription n'est pas prélevée au circuit de mesure mais fournie par une source extérieure.

Le système d'inscription est lié mécaniquement au curseur d'un potentiomètre d'asservissement et l'ensemble est entraîné par un moteur (fig. XI-4). Une tension de référence

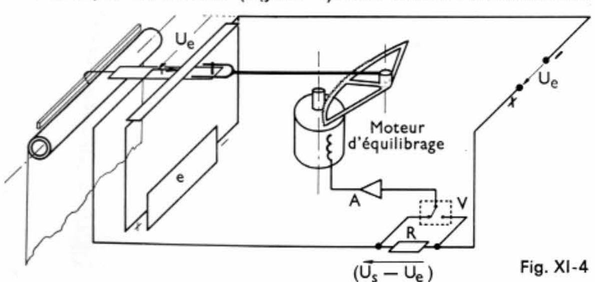
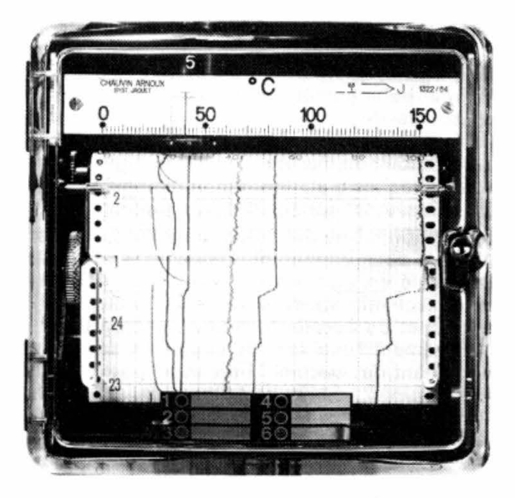


Fig. XI-4

Principe de l'enregistreur potentiométrique. L'amplificateur A est éventuellement précédé d'un vibreur V si le moteur est diphasé



Enregistreur potentiométrique multicourbe (*Chauvin-Arnoux*)

e est appliquée aux bornes du potentiomètre. La d.d.p. U_s entre le curseur et l'une des extrémités du potentiomètre est opposée à la tension U_e à mesurer et la tension résultante $(U_s - U_e)$ est appliquée à l'entrée d'un amplificateur dont le courant de sortie alimente le moteur. Celui-ci tourne dans un sens tel qu'il déplace le curseur du potentiomètre jusqu'à ce que la différence $(U_s - U_e)$ soit nulle. Cet ensemble constitue en fait un système asservi dont le point de consigne est la tension à mesurer (V. t. 2, Automatismes).

Pour la commodité de la réalisation, et notamment pour utiliser un amplificateur de conception simple, l'enregistreur est équipé d'un moteur diphasé ; les signaux à amplifier sont alors transformés en grandeurs alternatives (au moyen d'un vibreur, par exemple). Généralement, une génératrice tachymétrique entraînée par le moteur et branchée en contre-réaction, assure l'amortissement du système. De nombreux types d'enregistreurs potentiométriques sont utilisés ; le principe de leur fonctionnement est le même bien que leurs organes diffèrent parfois : ainsi, le potentiomètre d'asservissement peut être circulaire ou linéaire, le moteur peut être linéaire, etc.

Les qualités principales des enregistreurs potentiométriques sont leur faible consommation (vis-à-vis du circuit de mesure) et leur grande sensibilité. En effet, lorsque l'équilibre est atteint, la tension U_s est égale à celle à mesurer et l'appareil n'absorbe aucun courant : il présente donc une impédance d'entrée infinie. En dehors de l'équilibre, cette impédance d'entrée est généralement de quelques centaines d'ohms. Les temps de réponse de ces appareils sont voisins de la seconde ; ils sont limités par l'inertie mécanique des pièces en mouvement. Les largeurs des diagrammes peuvent être importantes, généralement comprises entre 100 et 250 mm. On fabrique des enregistreurs potentiométriques de classe 0,5 et de sensibilité égale à 0,2 % du calibre. Le calibre d'un appareil sans shunt peut être 2 mV ; la valeur la plus courante est 5 mV.

Les enregistreurs potentiométriques peuvent être également des appareils multicourbes (fig. XI-5) ou multivoies.

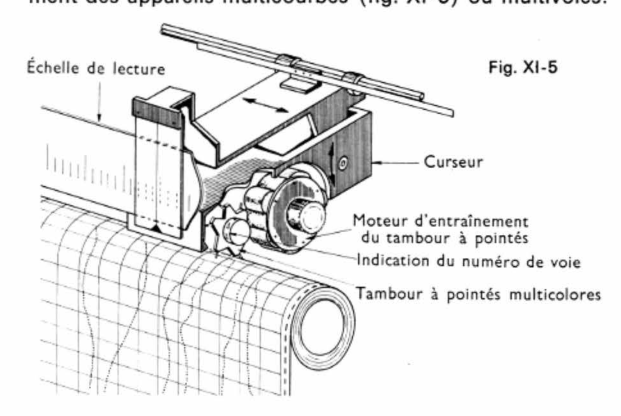


Fig. XI-5

Le couple important disponible sur l'arbre du moteur facilite l'adjonction d'un certain nombre d'accessoires comme, par exemple, un potentiomètre dit de *recopie*. Solidaire du potentiomètre d'asservissement et alimenté par une source de tension stabilisée, il permet d'obtenir une tension proportionnelle à la tension mesurée sans perturber le circuit de mesure. Ces accessoires peuvent être aussi des dispositifs d'alarme : l'équipage mobile peut être équipé de lames actionnant des interrupteurs.

La conception même des enregistreurs potentiométriques permet de les doter de multiples réglages. L'amortissement peut être réglé en agissant sur la tension délivrée par la génératrice tachymétrique ; le décalage du zéro de l'amplificateur permet de décaler le zéro de l'enregistreur à l'intérieur et même à l'extérieur de la gamme de mesure. Par un arrangement des circuits, il est aussi possible d'obtenir qu'en cas de rupture du circuit de mesure, l'appareil indique une valeur égale au maximum ou au minimum de son échelle. L'utilisation d'un contact d'alarme est un des moyens utilisés pour changer électriquement la vitesse de déroulement du papier lorsque la grandeur à mesurer a une valeur supérieure ou inférieure à une valeur déterminée, etc.

4. LES ENREGISTREURS À PONT DE WHEATSTONE

Ces appareils sont très proches des enregistreurs potentiométriques bien qu'ils reposent sur un principe différent. Un enregistreur à pont de Wheatstone encore appelé *pont automatique* est, en fait, un pont de mesure à équilibrage automatique et il est destiné au mesurage des résistances (V. chap. 15).

La résistance à mesurer constitue la quatrième branche d'un pont dont les trois autres branches font partie de l'appareil. Le courant de déséquilibre, après amplification, alimente un moteur qui fait varier la valeur d'une résistance placée dans l'appareil jusqu'à ce que l'équilibre du pont soit rétabli (le courant de déséquilibre étant alors nul, le moteur s'arrête). Dans son mouvement, le moteur entraîne un dispositif d'inscription.

Dans la pratique, plusieurs montages sont possibles. Le plus simple consiste à utiliser un appareil dont la constitution est semblable à celle des enregistreurs potentiométriques (fig. XI-6). Les deux parties de l'enroulement du potentiomètre constituent deux des branches du pont, une résistance fixe constitue la troisième et la quatrième est la résistance à mesurer. Le courant de déséquilibre est prélevé entre le curseur du potentiomètre et le point commun à la résistance fixe et à la résistance à mesurer. Le pont peut être alimenté sous une tension continue ou sous une tension alternative.

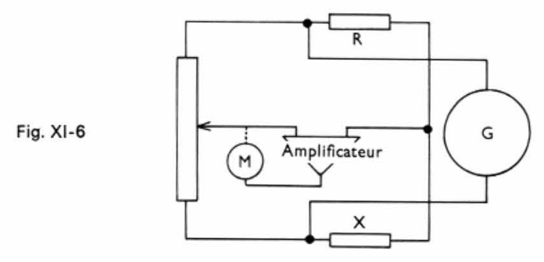


Fig. XI-6

La résistance à mesurer peut être placée loin de l'enregistreur car il est possible de tenir compte de la résistance des fils de liaison (montage dit trois fils).

5. LES TABLES TRAÇANTES ANALOGIQUES

La feuille de papier sur laquelle se réalise le tracé est placée sur une plaque rectangulaire. Une réglette se déplace parallèlement à un côté de la plaque, entraînée par un moteur solidaire d'un potentiomètre d'asservissement. Elle porte un dispositif d'inscription qui peut se déplacer le long de la réglette, entraîné par un deuxième moteur, lui aussi solidaire d'un potentiomètre. Le dispositif d'inscription permet donc de balayer toute la surface du papier en se déplaçant suivant deux axes rectangulaires.

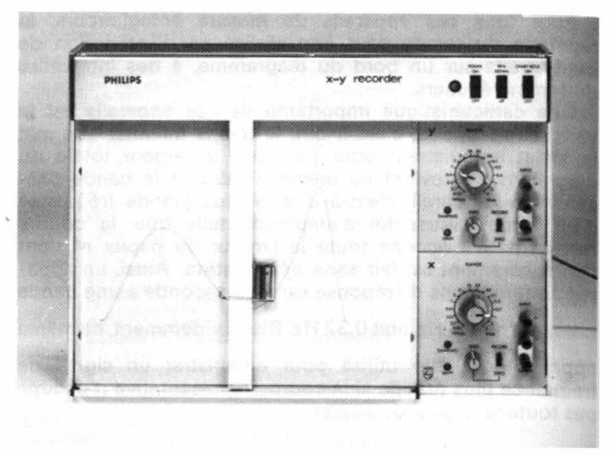


Table traçante analogique (*Philips*)

Si la réglette se déplace avec une vitesse constante v suivant l'axe des abscisses ($x = vt$) et si l'on applique une tension à mesurer u au potentiomètre asservi, solidaire du dispositif d'inscription (c'est-à-dire si le déplacement y suivant l'axe des ordonnées est proportionnel à u), la courbe $y(x)$ dessinée est la courbe représentative de la tension u en fonction du temps. Pour que la réglette se déplace à vitesse constante, il suffit que le potentiomètre asservi qui la commande soit alimenté sous une tension variant linéairement en fonction du temps, c'est-à-dire sous une tension en dents de scie. Ainsi utilisée, une table traçante a la même fonction qu'un enregistreur classique mais la longueur du diagramme est limitée. En revanche, la tension de commande du mouvement de la réglette peut être quelconque et ainsi, il est possible de tracer la courbe représentative d'une grandeur en fonction d'une autre qui ne soit pas le temps.

Les dimensions des tables traçantes fabriquées sont très variées ; un modèle courant est la table rectangulaire dont les côtés mesurent 18 et 25 cm. Les deux systèmes d'asservissements sont inclus dans le socle et, généralement, un générateur de tension en dents de scie déclenché est incorporé. Un système de relevage de la plume, commandé par un signal extérieur, complète souvent un tel appareil.

6. LES ENREGISTREURS MAGNÉTIQUES ANALOGIQUES

Ces appareils sont en fait des magnétophones (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 6) dont les qualités sont telles qu'ils sont de véritables appareils de mesure. Contrairement



Enregistreur magnétique analogique (*Schlumberger*)

à tous les autres appareils enregistreurs, lors d'une lecture, ils restituent un signal électrique proportionnel au signal enregistré et cela permet de réaliser toutes les opérations souhaitées avec ce signal : tracé de la courbe représentative de la grandeur sur papier ou avec un oscillographe, échantillonnage, analyse fréquencielle, corrélation, ..., et ce, autant de fois qu'on le désire, en changeant si nécessaire l'échelle des temps. Ainsi, un phénomène trop rapide pour être traité en temps réel est enregistré à grande vitesse de défilement de la bande magnétique et relu, pour traitement, à vitesse plus lente. Un phénomène qui ne peut être produit qu'une seule fois (essai destructif, par exemple) pourra être analysé autant de fois qu'on le désire s'il a été ainsi enregistré.

Selon les fréquences du signal, on doit employer différents modes d'enregistrements. Si les signaux ont des fréquences comprises entre quelques dizaines de hertz et quelques centaines de kilohertz, on module en amplitude un signal sinusoïdal et l'enregistrement est réalisé avec un magnétophone. Pour des signaux de fréquences supérieures, l'appareil employé est comparable à un magnétoscope (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 9) ; la tête d'enregistrement tourne à grande vitesse autour d'un axe incliné par rapport au bord de la bande afin d'augmenter la vitesse apparente de la bande devant la tête d'enregistrement ; la tête de lecture tourne évidemment elle aussi. Par ce procédé, il est possible d'enregistrer des signaux dont les fréquences atteignent plusieurs mégahertz. Pour les signaux de fréquence basse, on utilise aussi un procédé d'enregistrement en modulation de fréquence. Celui-ci permet d'enregistrer des phénomènes continus ou de fréquences inférieures à quelques dizaines de kilohertz, la limite supérieure étant fonction de la vitesse de déroulement de la bande magnétique.

Les bandes comportent plusieurs pistes d'enregistrement (2, 4, 7 ou 14) ; les appareils sont équipés d'un nombre de têtes équivalent et cela permet d'enregistrer simultanément de nombreux phénomènes traduits sous forme de tensions électriques. Les vitesses de déroulement doivent être très précises et sont généralement 4,75 , 9,5 , 38 , 76 et 152 cm/s. Le signal restitué à la lecture diffère généralement de moins de 1 % de la valeur du signal enregistré. Un système d'effacement permet de réutiliser un grand nombre de fois la même bande.

CHAPITRE XII

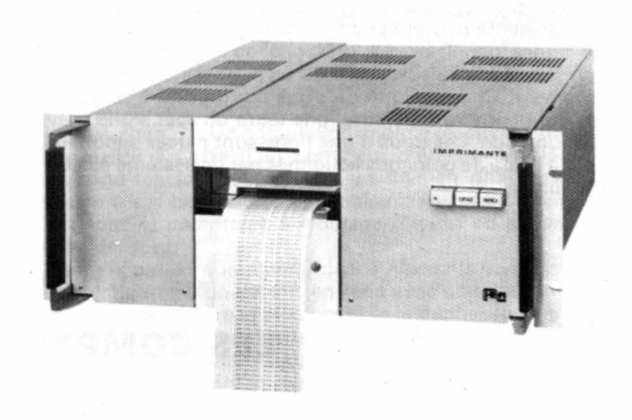
LES ENREGISTREURS NUMÉRIQUES

Lorsqu'un signal a été codé, c'est-à-dire transformé en un certain nombre de signaux logiques qui en représentent les valeurs à des instants déterminés, il est souvent nécessaire d'enregistrer ces valeurs numériques. Un nombre important de dispositifs est utilisé dans ce but ; les vitesses d'inscription et les supports d'enregistrements sont très variés. On se bornera ici à décrire succinctement quelques enregistreurs numériques parmi les plus courants, les principes mis en œuvre étant identiques à ceux utilisés dans le matériel propre à l'informatique (V. t. 2, Informatique, chap. 3).

1. LES IMPRIMANTES

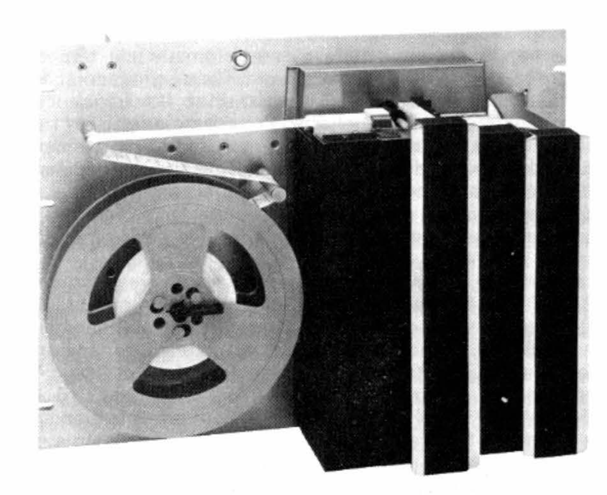
La machine à écrire commandée électriquement est une imprimante automatique. Un système électromécanique reçoit l'un après l'autre (transmission série) les caractères à imprimer (sous la forme de *n* signaux binaires, généralement 7, agissant sur *n* électroaimants). Tous les caractères et signes présents sur le clavier peuvent être imprimés et toutes les fonctions telles que retour du chariot, avance du papier, majuscule-minuscule, sont commandées par des combinaisons spéciales des sept signaux binaires. Si c'est le contenu d'un compteur opérant en système D.C.B. qui doit être imprimé, les décades sont « lues » l'une après l'autre en commençant par celle de poids le plus élevé ; l'information binaire (quatre bits) contenue dans chacune est transformée en une information de sept bits selon le code de la machine. Un ensemble, appelé *transcodeur*, effectue ces deux opérations. Ces imprimantes permettent d'écrire jusqu'à dix caractères par seconde.

L'imprimante numérique série est réalisée à partir d'une petite calculatrice de bureau. Plusieurs barres identiques, portant en relief les dix chiffres 0, 1, 2..., 9, sont positionnées l'une après l'autre par un système électromécanique à dix électroaimants, de manière à ce que le nombre obtenu en face d'un ruban encré soit celui à imprimer. Les chiffres du nombre à imprimer sont donc placés l'un après l'autre dans la machine lorsqu'une impulsion électrique est envoyée sur l'un des dix fils alimentant les électroaimants. Lorsque tous les chiffres sont enregistrés, un onzième électroaimant est excité : il applique la série de barres sur le ruban encré et, dans le même temps, celui-ci est mis en contact avec le papier. Dès que l'impression du nombre est terminée, un système à cliquets fait avancer le papier. La cadence d'impression est de deux lignes (soit deux nombres) par seconde, chaque nombre pouvant comporter jusqu'à 12 chiffres. Ici encore, un transcodeur est nécessaire pour transformer l'information D.C.B. en information décimale et ce, à une cadence compatible avec la vitesse de composition de la machine.



Imprimante numérique parallèle (*I.E.R.*)

Dans l'imprimante parallèle, des tambours portent chacun les dix signes numériques et éventuellement quelques signes supplémentaires : point, virgule, astérisque. Ils sont calés de manière identique sur un même arbre entraîné à vitesse constante par un moteur. En bout d'arbre, un disque portant quatre pistes métallisées sur lesquelles frottent quatre balais, permet de repérer la position angulaire des tambours. Les quatre informations D.C.B. de chacun des chiffres à imprimer sont envoyées simultanément à l'entrée de la machine. Le marteau correspondant à un des chiffres est actionné lorsque l'information délivrée par le codeur situé sur l'arbre est numériquement égale au chiffre. Ainsi, à chaque tour complet des tambours, un nombre peut être imprimé. Cela fait, un mécanisme fait avancer le papier. Ce type d'imprimante est très utilisé car une telle machine exploite les informations D.C.B. sans qu'il soit nécessaire de se servir d'un transcodeur. Le nombre à imprimer peut comporter jusqu'à seize chiffres et la cadence d'impression peut atteindre dix lignes par seconde.



Perforateur de bandes (*I.E.R.*)

2. LES PERFORATEURS DE BANDES OU DE CARTES

Il est possible d'enregistrer un caractère en faisant une série de trous significatifs dans un support quelconque. Ce type d'enregistrement offre l'avantage de permettre la relecture automatique à l'aide d'un dispositif approprié. Deux sortes de supports sont utilisés : des rouleaux de papier ou bandes, et des cartes. Dans les deux cas, le principe d'enregistrement est le même : chaque caractère est représenté par un certain nombre de trous disposés sur des lignes parallèles. La présence ou l'absence de trous correspond à la valeur 1 ou 0 du bit auquel est affecté l'emplacement. Chaque ligne de trous correspond à un caractère qui peut être un chiffre, une lettre ou tout signe prévu dans un code. Les trous d'une ligne sont percés simultanément à l'aide de poinçons actionnés par un système électromécanique.

Les perforateurs de bande sont généralement de taille modeste ; ils comportent sept ou huit poinçons et fonctionnent à des cadences comprises entre dix et cent caractères par seconde.

Les perforateurs de cartes sont souvent des machines plus importantes, pouvant fonctionner à des cadences très grandes (jusqu'à 250 cartes par minute) ; les cartes le plus souvent utilisées comportent 80 colonnes pouvant contenir un caractère alphanumérique chacune (V. t. 2, Informatique, chap. 3).

3. LES ENREGISTREURS MAGNÉTIQUES INCRÉMENTAUX

Dans ces machines, une bande magnétique défile pas à pas devant sept ou huit têtes d'enregistrement et devant autant de têtes de lecture. Pour enregistrer un caractère, les têtes d'enregistrement correspondant aux bits 1 du caractère sont alimentées et la bande progresse d'un pas. La densité d'informations que l'on peut enregistrer sur la bande est très grande, généralement dix caractères par millimètre (254 caractères/pouce) mais parfois deux ou quatre fois plus. Ces enregistreurs ont une cadence de fonctionnement très grande puisqu'ils permettent d'enregistrer plusieurs dizaines de milliers de caractères par seconde.

4. LES TABLES TRAÇANTES NUMÉRIQUES

Ces tables sont conçues mécaniquement comme les tables analogiques (V. chap. 11) mais les potentiomètres d'asservissements sont remplacés par des codeurs de position angulaire. Pour placer un point, les signaux fournis à la machine sont les coordonnées x et y du point exprimées sous forme d'informations binaires ou D.C.B. Les deux moteurs déplacent l'un la réglette mobile, l'autre le dispositif d'inscription mobile sur la réglette et cela jusqu'à ce que les coordonnées de la plume soient numériquement égales à x et y. La plume est alors abaissée sur le papier.

Ces appareils permettent de tracer la courbe représentative d'une fonction dont on connaît les valeurs pour un certain nombre de valeurs de la variable.

CHAPITRE XIII

LES COMPTEURS D'ÉNERGIE

Ces appareils sont destinés à mesurer l'énergie absorbée par un circuit d'utilisation ou fournie par un générateur pendant un intervalle de temps. Comme ils servent le plus souvent à établir le prix de l'énergie consommée par un utilisateur, ils sont soumis à des normes de précision très strictes. Ce sont à la fois des appareils analogiques si l'on considère leur organe moteur, des appareils numériques du fait de leur mode d'affichage et des appareils enregistreurs puisqu'ils enregistrent une grandeur. Des dispositions spéciales permettent d'en faire des appareils indicateurs de maximum ou de dépassement.

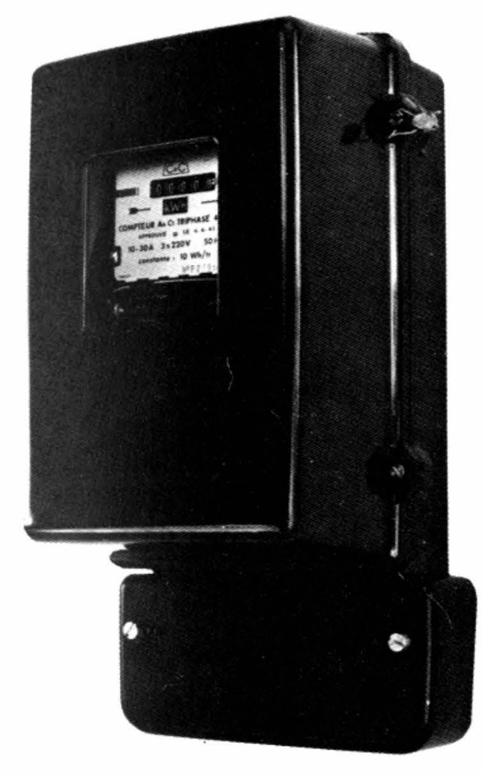
1. COMPTEURS POUR RÉSEAUX ALTERNATIFS MONOPHASÉS

Leur principe de fonctionnement est celui des appareils à induction (V. chap. 7, § 3). L'élément moteur est constitué d'un disque mobile en métal amagnétique et de deux circuits magnétiques ; le bobinage de l'un est parcouru par le courant circulant dans le réseau (bobinage-courant) et celui de l'autre par un courant proportionnel à la tension du réseau (bobinage-tension). Les circuits magnétiques sont fixes et le disque tourne autour d'un axe pivoté sur bille. Une série d'engrenages entraîne un compteur de tours à cinq ou six rouleaux sur lesquels sont gravés les chiffres 0, 1,..., 9 ; ce compteur de tours est appelé *minuterie*. Des aimants assurent le freinage du disque.



Compteur étalon transportable monophasé (*Compteurs Schlumberger*)

Pour que le couple moteur (et donc la vitesse angulaire du disque) soit proportionnel à la puissance active reçue par le réseau placé en aval du compteur, il faut que le courant, dans le bobinage-courant, soit en phase avec le courant dans le réseau et que celui qui traverse le bobinage-tension soit déphasé de 90° par rapport à la tension du réseau. Pour que cela soit réalisé, le bobinage-courant est formé de quelques spires en fil de fort diamètre afin que son inductance et sa résistance soient très faibles. Au contraire, le bobinage-tension comporte un grand nombre de spires en fil très fin pour que son inductance soit grande. Le courant qui le traverse est déphasé de 90° par rapport à la tension à ses bornes si la résistance est faible; celle-ci ne peut évidemment pas être nulle et le déphasage courant-tension ne peut être rigoureusement égal à 90°. Deux procédés peuvent être utilisés pour compenser cette différence de phase. L'un consiste à déphaser le flux magnétique engendré par la bobine-tension en disposant une bague



Compteur triphasé (*Compteurs Schlumberger*)

métallique en court-circuit sur son circuit magnétique (spire de Frager). Un flux supplémentaire déphasé de 90° par rapport au flux principal est ainsi engendré. Le flux résultant peut donc être déphasé d'un certain angle par rapport au flux initial et cet angle est fonction de l'intensité du flux supplémentaire. Le deuxième procédé consiste à déphaser le flux créé par le circuit-courant en disposant une inductance de valeur convenable en parallèle avec son bobinage.

Dans la pratique, chaque compteur doit être réglé de manière à être aussi précis que possible quelle que soit la puissance à enregistrer et notamment quelle que soit la valeur du facteur de puissance de l'installation. Pour ce faire, les compteurs comportent en général trois réglages:

— *Réglage à pleine charge :* il est assuré par action sur le couple de freinage; un shunt magnétique réglable est prévu à cet effet sur les aimants (on augmente le freinage en diminuant la fraction de flux magnétique passant par ce shunt).

— *Réglage en courant déphasé :* il est assuré par variation de la phase du flux magnétique fourni par le circuit-tension; cette opération est réalisée en modifiant la position ou la résistance de la spire de Frager placée sur le circuit magnétique correspondant.

— *Réglage à faible charge :* généralement, le circuit magnétique-tension est constitué de deux parties symétriques; un shunt magnétique réglable disposé sur l'une de ces parties crée une dissymétrie permettant d'augmenter ou de diminuer la sensibilité du compteur (en l'absence de dissymétrie, le disque est soumis à des couples de même module mais de sens contraires).

Par ailleurs, une disposition particulière est prise pour que le disque ne tourne pas lorsqu'aucune énergie ne doit être enregistrée. Cette précaution est nécessaire, car la dissymétrie créée volontairement dans le circuit magnétique-tension suffit à faire tourner le disque même si le circuit-courant n'est pas alimenté. Un trou percé dans le disque rétablit la symétrie des deux demi-circuits magnétiques-tension lorsque le disque occupe une position déterminée. Il s'arrête donc dans cette position si le courant dans le réseau est nul.

2. COMPTEURS POUR RÉSEAUX TRIPHASÉS

Ces compteurs, montés sur un axe unique, comportent trois organes moteurs identiques à ceux des compteurs monophasés; un réglage à faible charge et un réglage en courant déphasé peuvent être effectués sur chacun d'eux. Le réglage à forte charge est assuré par un, deux ou trois aimants de freinage qui sont équipés de shunts magnétiques dont la position est réglable. Les couples des trois organes moteurs sont équilibrés de façon qu'ils aient la même valeur lorsque les puissances fournies par les trois phases sont égales.

3. COMPTEURS D'ÉNERGIE RÉACTIVE

Dans un compteur d'énergie réactive, le déphasage entre les flux magnétiques engendrés au moyen des circuits-tension et courant, doit être le même que celui entre la tension et le courant les alimentant (on rappelle que le moment du couple moteur est proportionnel à $U_{\text{eff}}\ I_{\text{eff}}$ sin φ; V. chap. 7). Un compteur d'énergie réactive peut donc être réalisé à l'aide d'un compteur d'énergie active si le bobinage-tension peut fournir un flux en phase avec la tension à ses bornes. Les appareils réalisés sur ce principe sont appelés *compteurs à montage Illiovici* ou à *éléments wattmétriques*.

Dans d'autres compteurs, dits à *éléments varmétriques*, le bobinage-tension est mis en série avec une grande résistance afin de réduire le plus possible le déphasage introduit par ce circuit; la compensation complète du déphasage est obtenue par action sur des bagues en court-circuit disposées sur le circuit magnétique portant le bobinage-courant.

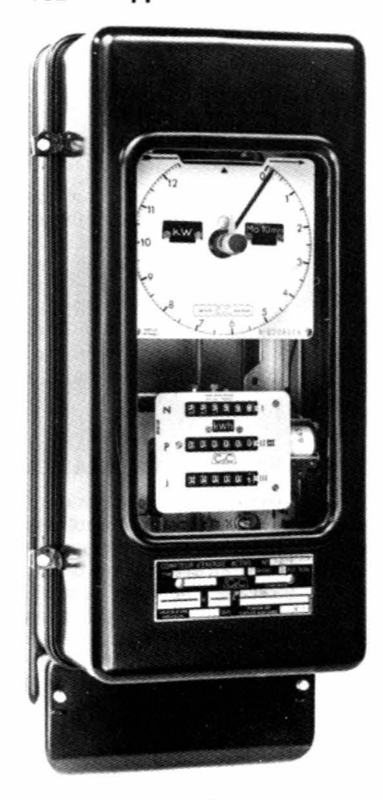
4. COMPTEURS À DOUBLES OU TRIPLES INDICATEURS

Afin de tenir compte des quantités d'énergie et des heures de consommation (le prix d'un kilowattheure n'est pas le même en heure de pointe et en heure de nuit), les compteurs peuvent être équipés de minuteries comportant deux ou trois séries de rouleaux. Chacune de ces séries est mise en service au moyen d'électroaimants commandés par une horloge ou par un système de télécommande centralisée (V. t. 2, Relais).

5. COMPTEURS À DÉPASSEMENT

Certains modes de facturation de l'énergie électrique prévoient des conditions particulières lorsque la puissance instantanée consommée devient supérieure à une puissance forfaitaire de dépassement, appelée *niveau* ou *seuil*. Il est alors nécessaire d'enregistrer séparément l'énergie de dépassement. À cet effet on utilise des compteurs munis de minuteries à dépassement.

À l'aide de deux différentiels et d'un mécanisme à cliquets, la différence entre la vitesse du compteur et une vitesse de référence est transmise à une minuterie qui peut être simple, double ou triple. Le mécanisme à cliquets permet de n'entraîner le ou les totalisateurs que si la vitesse du disque du



Compteur à induction pour réseau industriel avec indicateur de maximum (*Compteurs Schlumberger*)

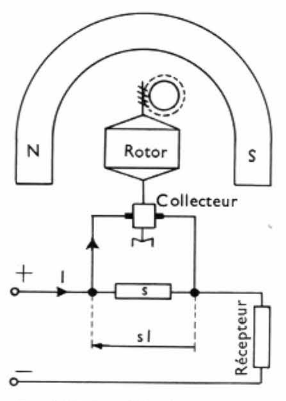


Fig. XIII-1 — Principe du compteur O'K



Compteur → ampèreheuremètre à mercure pour courant continu (*Compteurs Schlumberger*)

compteur est supérieure à la vitesse de référence obtenue au moyen d'un moteur synchrone. Dans certains cas, plusieurs seuils sont fixés; le compteur est alors équipé de plusieurs dispositifs identiques et les moteurs synchrones ont des vitesses différentes. L'enregistrement de plusieurs tranches d'énergie est ainsi possible.

6. COMPTEURS À INDICATEURS DE MAXIMUM

Ces compteurs indiquent la plus grande des puissances moyennes absorbées entre deux relevés successifs. Par exemple, ils permettent le contrôle du non dépassement de la puissance moyenne souscrite par un abonné et, éventuellement, la détermination des pénalités encourues.

Au début de chaque intervalle de temps ou période d'intégration, un doigt, entraînant une aiguille indicatrice et mû par l'arbre du compteur, part d'une position déterminée et décrit un angle proportionnel à l'angle de rotation du compteur. À la fin de chaque période, ce doigt est ramené à sa position initiale, tandis que l'aiguille indicatrice conserve sa position. L'aiguille n'est entraînée par le doigt que lorsque celui-ci décrit un angle supérieur à celui correspondant à la position qu'elle occupe. De la sorte, elle indique la plus grande des valeurs moyennes mesurées au cours des périodes successives. Un bouton extérieur plombable permet de remettre manuellement en contact l'aiguille et le doigt entraîneur, lors d'un relevé. Le découpage des périodes d'intégrations peut être commandé par une horloge, une minuterie à moteur synchrone ou un émetteur périodique d'impulsions si l'on dispose d'un système de distribution horaire.

7. COMPTEURS POUR RÉSEAUX CONTINUS

Les réseaux continus sont de plus en plus rares. Cependant, certaines industries, en particulier celles qui utilisent des procédés électrolytiques, ont besoin de courant continu. Les compteurs employés dans ce cas sont les *ampèreheuremètres* et les *wattheuremètres*.

Un ampèreheuremètre permet d'enregistrer la quantité d'électricité consommée pendant un temps déterminé. Ces appareils peuvent être de deux types.

Le *compteur-moteur* O'K (fig. XIII-1), dont le nom provient des initiales de son inventeur M. O'Keenam, est un petit moteur à courant continu branché aux bornes d'un shunt s parcouru par le courant I de l'installation; le champ inducteur est fourni par un aimant permanent. L'induit est sans fer (ce qui réduit les pertes) et sa vitesse de rotation ω est proportionnelle à la tension sI à ses bornes, donc au courant à mesurer. Par suite, l'indication du compteur, c'est-à-dire le nombre de tours dont a tourné l'équipage mobile, est proportionnel à la quantité d'électricité qui a traversé l'installation. Un cas simple permet de bien le comprendre : si l'intensité I du courant est constante, il en est de même de la vitesse angulaire $\omega = kI$ et le nombre n de tours effectués en un temps t est égal à : $n = \omega t = k\,It = k\,Q$. Le nombre n est donc bien proportionnel à la quantité d'électricité à mesurer.

Le *compteur à mercure* constitue un deuxième type d'ampèreheuremètre. Il comprend un aimant, fixé au centre d'une chambre cylindrique en fer doux, dans l'entrefer duquel tourne une cloche en cuivre (fig. XIII-2). La partie inférieure de cette cloche est immergée dans du mercure. Parcourue par le courant à mesurer, cette cloche est soumise à deux couples antagonistes. L'un est produit par l'action du flux de l'aimant sur le courant; c'est un couple moteur proportionnel au produit de l'intensité du courant et du flux. L'autre est un couple dû aux courants de Foucault dans la cloche : c'est un couple de freinage proportionnel au produit du carré du flux et de la vitesse angulaire de la cloche. Sous l'action combinée de ces deux couples, la cloche tourne avec une vitesse angulaire proportionnelle au courant à mesurer et l'indication de l'ampèreheuremètre

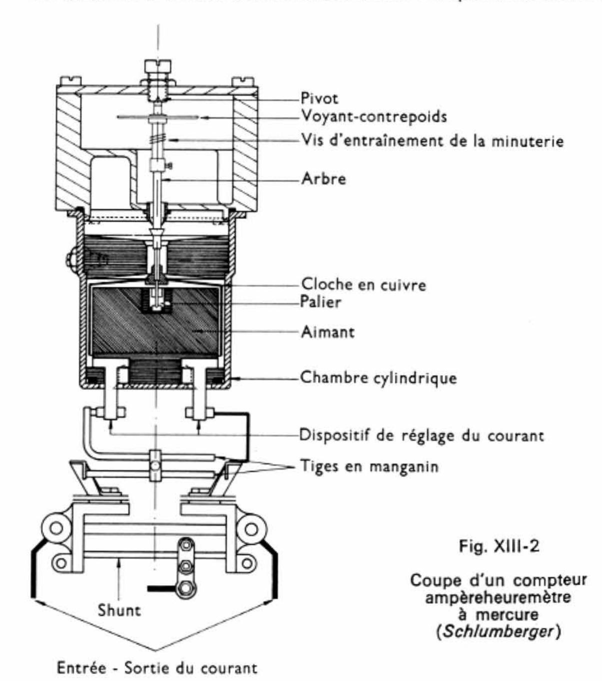


Fig. XIII-2

Coupe d'un compteur ampèreheuremètre à mercure (*Schlumberger*)

est proportionnelle à la quantité d'électricité transportée au moyen de ce courant.

Les wattheuremètres sont utilisés pour enregistrer l'énergie électrique consommée dans un circuit pendant un intervalle de temps déterminé. Eux aussi peuvent être de deux types.

Le *compteur-moteur* est constitué d'un moteur dont l'induit est traversé par un courant proportionnel à la tension entre les bornes du réseau et l'inducteur par un courant proportionnel au courant dans ce réseau. Un couple de freinage est obtenu au moyen d'un aimant dans l'entrefer duquel tourne un disque en aluminium.

Le *compteur wattheuremètre à mercure* est dérivé du compteur ampèreheuremètre à mercure (fig. XIII-3). Un

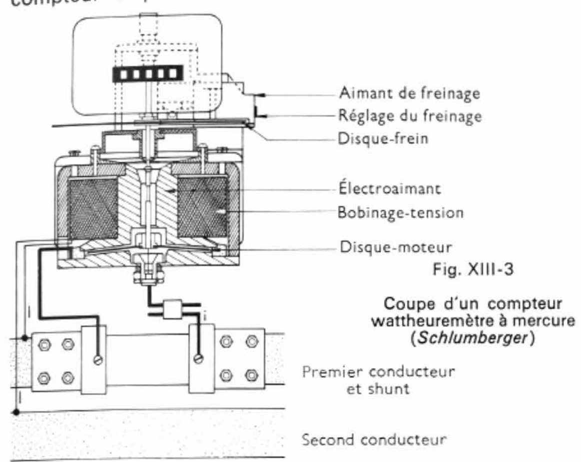


Fig. XIII-3

Coupe d'un compteur wattheuremètre à mercure (*Schlumberger*)

disque conique en cuivre remplace la cloche et l'aimant permanent est remplacé par un électroaimant branché en parallèle sur le réseau. Le flux inducteur est donc proportionnel à la tension aux bornes du réseau alors que le courant dans le disque est proportionnel au courant dans le réseau.

Un aimant de freinage est aussi utilisé dans ce compteur. Dans les deux cas, la vitesse de la partie mobile est proportionnelle au produit du courant dans le réseau et de la tension entre ses bornes, donc à la puissance consommée dans ce réseau. Le nombre de tours enregistrés est donc proportionnel à l'énergie absorbée par celui-ci.

8. NORMALISATION DES COMPTEURS D'ÉNERGIE

Les textes officiels relatifs aux compteurs d'énergie électrique pour réseaux alternatifs sont consignés dans un certain nombre de normes (publication U.T.E. C 44-000 de décembre 1954, complétées par le document U.T.E. 44-001 d'octobre 1969).

Quatre classes, appelées *A*, *B*, *C*, *D*, sont définies pour tenir compte des qualités métrologiques des compteurs. À titre d'exemple, le tableau suivant donne les limites d'erreurs tolérées pour chaque classe dans le cas des compteurs monophasés. À titre d'exemple toujours, on trouvera quelques courbes d'erreurs pour un compteur de classe *C* utilisable sur un réseau triphasé à quatre conducteurs (fig. XIII-4).

Désignation des courbes	Conditions de relevé des courbes		
	Tension (volts)	Fréquence (hertz)	Facteur de puissance
Q_1	120	50	1
Q_2	120	50	0,5 AR
R_1	100	50	1
R_2	100	50	0,5 AR
S_1	140	50	1
S_2	140	50	0,5 AR
T_1	120	47,5	1
T_2	120	47,5	0,5 AR

Désignation des essais	Unités		Classes			
			A	B	C	D
Facteur de charge			$\geqslant 1$	< 3	$\geqslant 3$	> 3
Indice de surcharge		$\geqslant$	1,3	1,2	1,2	1,2
Indice de démarrage		$\leqslant$	1/200	1/200	1/200	1/200
Courbe Q_1 (120 V, 50 Hz, $\cos \varphi = 1$)			Limites d'erreurs :			
De 0,1 A à 0,2 A	%	$\pm$	2	4	4	4
De 0,2 A à 0,5 A	%	$\pm$	1,5	3	3	3
De 0,5 A au courant maximal	%	$\pm$	1	1,5	1,5	1,5
			Écarts limites par rapport aux limites d'erreurs de la courbe Q_1 :			
Courbes Q_2 à T_2 (V. tabl. ci-dessus)						
De 0,2 A à 1 A	%	$\pm$	1	2	2	2
De 1 A au courant maximal	%	$\pm$	0,5	1,5	1,5	1,5
Coefficient de température	% par °C	$\leqslant$	0,05	0,15	0,08	0,10
Consommation dans le circuit de tension	W	$\leqslant$	2	1,5	1	1,5
	VA	$\leqslant$	6	6	5	10
Consommation dans le circuit de courant à 5 A	W	$\leqslant$	2	1	0,5	2
	VA	$\leqslant$	3	2	1	3

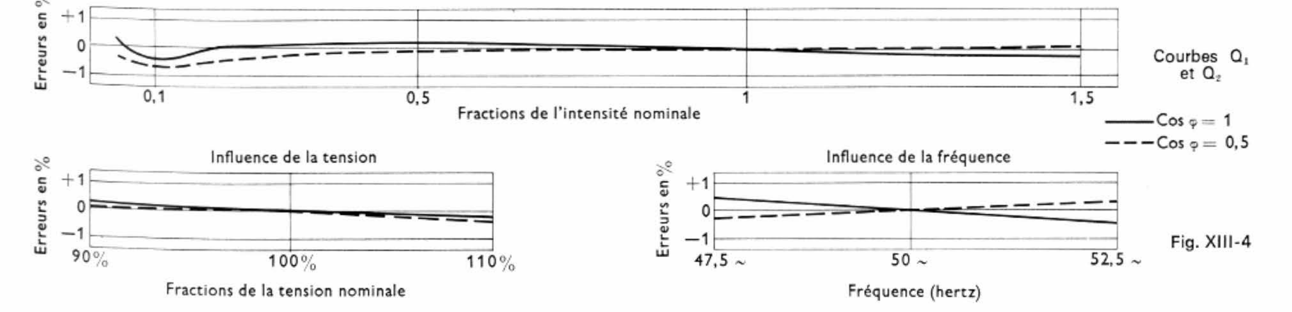


Fig. XIII-4

LES MÉTHODES DE MESURES ÉLECTRIQUES

CHAPITRE XIV

MÉTHODE D'OPPOSITION

1. PRINCIPE DE LA MÉTHODE

La méthode d'opposition, destinée au mesurage des tensions continues, est une des méthodes de mesure électrique les plus précises. Elle doit son nom au fait que la tension à mesurer est opposée, à travers un galvanomètre, à une tension continue réglable dont on connaît exactement la valeur (fig. XIV-1). Lorsque le galvanomètre ne dévie pas,

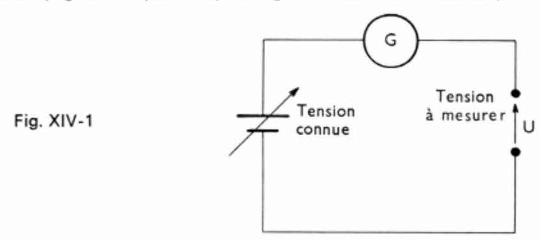


Fig. XIV-1

les deux tensions sont égales ; l'une d'elles étant connue, on déduit facilement la valeur de l'autre. La tension réglable est obtenue en faisant circuler un courant d'intensité connue dans une résistance étalon également connue ; ce courant est fourni par une source auxiliaire.

Le schéma du montage de principe permet de suivre le mode opératoire (fig. XIV-2). On appelle *e* la f.é.m. de la

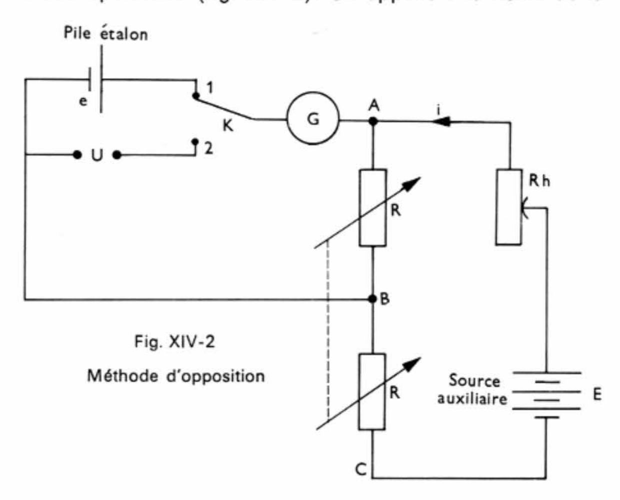


Fig. XIV-2

Méthode d'opposition

pile étalon, *U* la tension à mesurer et *E* la f.é.m. de la source auxiliaire. Les résistances *R* et *R'* sont jumelées, c'est-à-dire que la somme de leurs valeurs reste constante durant toute la mesure. Le rhéostat *Rh* permet de régler le courant *i* délivré par la source auxiliaire. Dans un premier temps, on cherche à obtenir un courant *i* d'intensité déterminée i_0. Dans ce but, la résistance *R* est choisie égale à $R_1 = \frac{e}{i_0}$; par exemple, si l'on veut que i_0 soit égal à 10^{-4} A et si $e = 1{,}0186$ V, on prend $R_1 = 10\,000\ e = 10\,186\ \Omega$. On place ensuite le commutateur *K* dans la position 1 pour opposer la tension $U_{AB} = R_1 i$ à la f.é.m. *e* de la pile étalon. Si $i = i_0$, la d.d.p. U_{AB} est égale à *e* ($R_1\, i_0 = e$) et le galvanomètre *G* ne dévie pas ; s'il n'en est pas ainsi, on règle la valeur du rhéostat *Rh* jusqu'à annuler la déviation de *G*. À la fin de cette opération, le courant *i* a la valeur désirée et il faut qu'elle soit conservée pendant toute la mesure qui va suivre. Pour cette raison, les résistances *R* et *R'* sont jumelées ($R + R' =$ Cte) et la position du curseur du rhéostat *Rh* ne doit pas être changée. On place alors le commutateur dans la position 2 et on agit sur *R* (donc aussi sur *R'* qui lui est couplée) de façon que le galvanomètre ne dévie plus. Lorsque cela est réalisé, la source fournissant la tension inconnue *U* n'est traversée par aucun courant et la tension entre *A* et *B* est égale à *U*. Le courant *i* étant toujours égal à i_0, à l'équilibre si $R = R_2$, on peut écrire $U = R_2 i_0$; avec les valeurs choisies précédemment, on obtient de même $U = 10^{-4} R_2$. Si $R_2 = 8\,543\ \Omega$, on déduit que la tension *U* est égale à 0,8543 V.

Il est intéressant de constater qu'en prenant une valeur simple pour l'intensité i_0 du courant (par exemple, 10^{-4} ou 10^{-3} A), la lecture de la tension à mesurer se déduit directement du nombre affiché sur les boîtes de résistances (à une puissance de 10 près). À l'équilibre, aucun courant n'est fourni par la source délivrant la tension *U* ; cette méthode est donc applicable à la mesure de la f.é.m. d'une source quelconque, même de grande résistance interne.

2. PRÉCISION DE LA MÉTHODE

Les incertitudes qui affectent la méthode d'opposition sont les suivantes :

— Incertitude sur la connaissance de la f.é.m. de la pile étalon ; l'incertitude relative $\frac{\Delta e}{e}$ est généralement égale à 10^{-5} au plus.

— Incertitude sur la connaissance des valeurs de la résistance *R* ; en valeur relative celle-ci peut être inférieure à $3 . 10^{-5}$.

— Incertitudes dues aux différences de potentiel de contact et aux f.é.m. thermoélectriques pouvant prendre naissance aux différents points de connexion du circuit. Il est possible d'en tenir compte en remplaçant les f.é.m. du circuit par des courts-circuits et en lisant la déviation du galvanomètre (nouveau zéro).

— Incertitude due au jumelage des résistances *R* et *R'* ($R + R'$ n'est pas constante du fait des imprécisions sur les valeurs de *R* et *R'*) ; celle-ci peut être très faible.

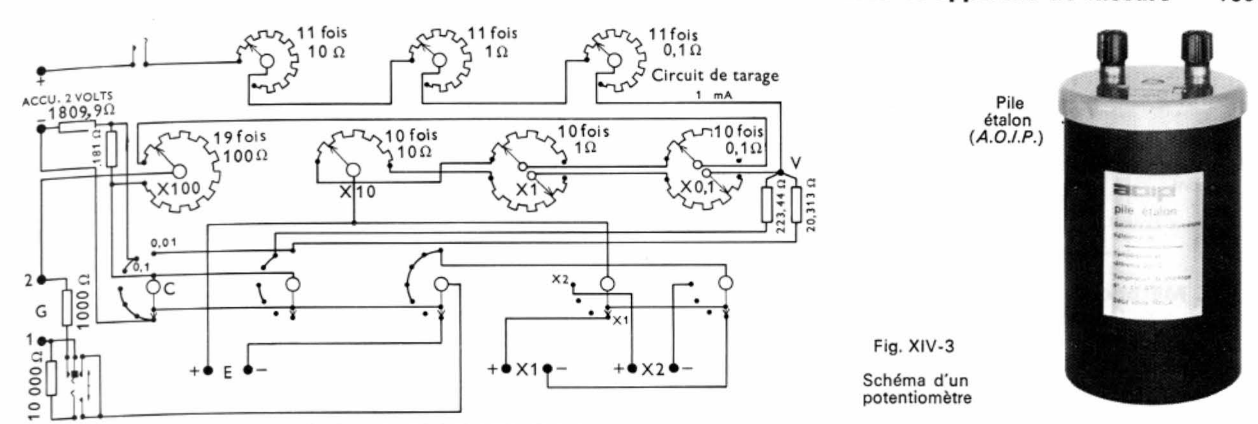
— Instabilité de la source auxiliaire ; elle peut être rendue négligeable par l'utilisation d'un accumulateur de forte capacité et bien chargé.

— Incertitude de réglage fonction de la sensibilité du galvanomètre. Celui-ci étant utilisé uniquement au voisinage du zéro de sa graduation, il peut avoir une très grande sensibilité.

Dans les meilleures conditions, l'incertitude relative de mesurage d'une tension par la méthode d'opposition peut être de 0,01 %.

3. RÉALISATIONS PRATIQUES

Des *potentiomètres* comportant toutes les résistances nécessaires à un mesurage par la méthode d'opposition, branchées et couplées selon le schéma indiqué, sont disponibles sur le marché (V. fig. XIV-3). Parfois, le galvanomètre est incorporé à l'appareil ainsi que la source auxiliaire. Généralement, la pile étalon doit être branchée par l'utilisateur. Ce peut être un élément Weston dont la f.é.m. est de 1,0186 V à 20 °C (coefficient de température : -4.10^{-5} V/K). Pour des mesurages moins précis, la pile Daniell dont la f.é.m. est de 1,072 V (coefficient de température de $-16 . 10^{-5}$ V/K) est parfois utilisée.



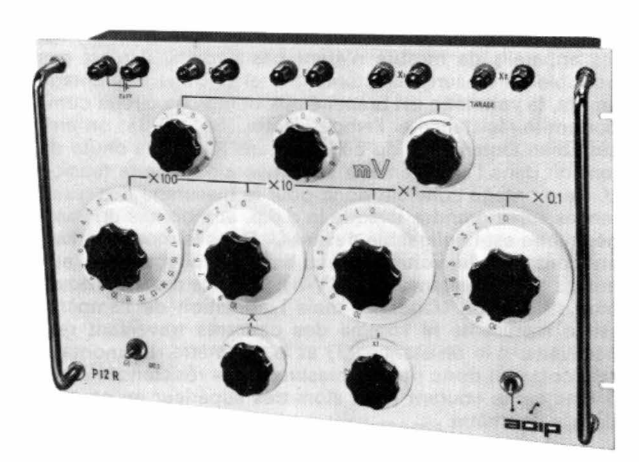

Pile étalon (*A.O.I.P.*)

Fig. XIV-3

Schéma d'un potentiomètre

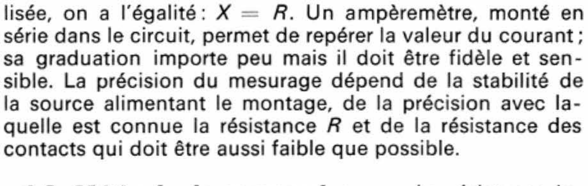
4. MESURE D'UNE TENSION ALTERNATIVE PAR LA MÉTHODE D'OPPOSITION

La méthode d'opposition, spécifiquement destinée au mesurage de tensions continues, peut cependant être adaptée au mesurage de tensions alternatives. Dans ce cas, il faut que la tension à mesurer soit opposée à une tension connue ayant à la fois la même valeur efficace, la même fréquence et la même phase. C'est pourquoi cette méthode est rarement utilisée, si ce n'est pour la détermination du rapport de transformation d'un transformateur de mesure (V. chap. 18).

5. MESURE DE L'INTENSITÉ D'UN COURANT CONTINU

Le courant I à mesurer doit traverser une résistance connue R et c'est la tension U aux bornes de celle-ci qui est déterminée par la méthode d'opposition. La valeur de l'intensité I est ensuite calculée :

$$I = \frac{U}{R}$$



Potentiomètre de précision (*A.O.I.P.*)

CHAPITRE XV

MESURE DES RÉSISTANCES

Les résistances peuvent être classées en trois catégories :

— Résistances faibles : comprises entre 1µ Ω et 1 Ω

— Résistances moyennes : comprises entre 1 Ω et 1 M Ω

— Grandes résistances : supérieures à 1 M Ω

Leur mesurage peut être réalisé au moyen de comparaison ou d'opposition ; le choix de la méthode est essentiellement fonction de la catégorie de la résistance.

1. MESURE DE RÉSISTANCES MOYENNES

Les résistances moyennes sont les plus faciles à mesurer. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées.

1.1. Méthode de substitution. — La résistance X à mesurer est remplacée par une résistance R de valeur connue et telle que le courant dans le circuit soit le même quand on branche R ou X (fig. XV-1). Lorsque cette condition est réalisée, on a l'égalité : $X = R$. Un ampèremètre, monté en série dans le circuit, permet de repérer la valeur du courant ; sa graduation importe peu mais il doit être fidèle et sensible. La précision du mesurage dépend de la stabilité de la source alimentant le montage, de la précision avec laquelle est connue la résistance R et de la résistance des contacts qui doit être aussi faible que possible.

1.2. Méthode de comparaison. — La résistance inconnue X est placée en série avec une résistance connue R (fig. XV-2). Les résistances étant parcourues par le même courant, le rapport des tensions aux bornes des deux résistances est égal au rapport de ces résistances : $\frac{U_X}{U_R} = \frac{XI}{RI} = \frac{X}{R}$.
La résistance R étant connue, on déduit X à l'aide de ce rapport. Pour que l'erreur de mesurage soit faible, il faut que les voltmètres utilisés aient des résistances très grandes devant R et X.

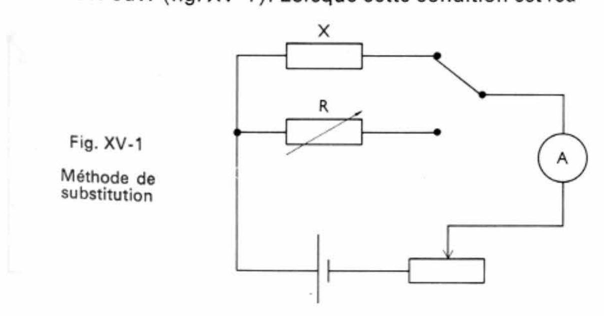


Fig. XV-1

Méthode de substitution

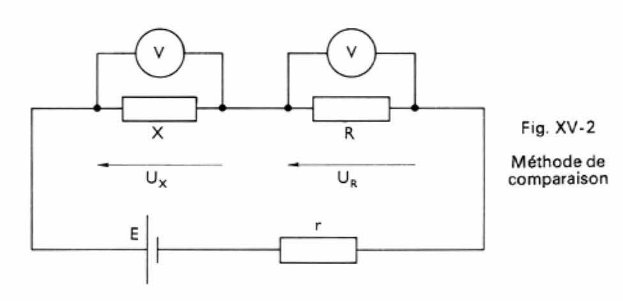


Fig. XV-2

Méthode de comparaison

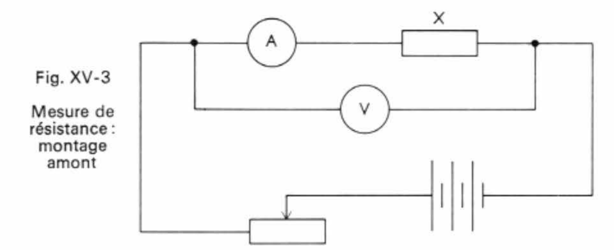


Fig. XV-3

Mesure de résistance : montage amont

1.3. Méthode voltampèremétrique. — La résistance inconnue X étant alimentée par une source quelconque, on mesure l'intensité I du courant dans X et la tension U à ses bornes. On déduit X en appliquant la loi d'Ohm :

$$U = XI \Longleftrightarrow X = \frac{U}{I}$$

Cette méthode, très utilisée dans l'industrie, comporte deux variantes (le montage amont et le montage aval) car les appareils de mesure n'étant pas parfaits, il n'est pas possible de mesurer exactement U et I. Dans le montage amont, le voltmètre est branché aux bornes du circuit comportant la résistance et l'ampèremètre (fig. XV-3) ; on mesure bien l'intensité I du courant dans X mais la chute de tension dans l'ampèremètre se trouve ajoutée à la tension U. Ce montage convient donc pour le mesurage des résistances assez grandes lorsque la d.d.p. aux bornes de l'ampèremètre est négligeable devant U. Dans le montage aval, au contraire, le voltmètre est branché directement aux bornes de la résistance (fig. XV-4). Dans ce cas, on mesure bien la tension U désirée mais l'indication de l'ampèremètre représente la somme des courants traversant respectivement la résistance (I) et le voltmètre. Le montage aval convient donc pour le mesurage des résistances assez faibles car le courant I est alors très supérieur au courant dans le voltmètre.

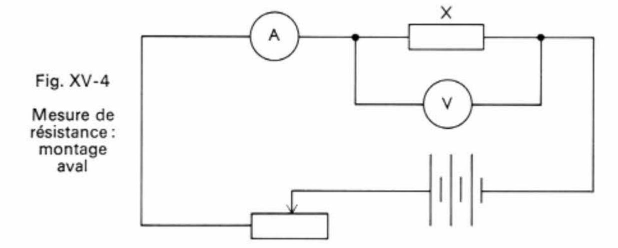
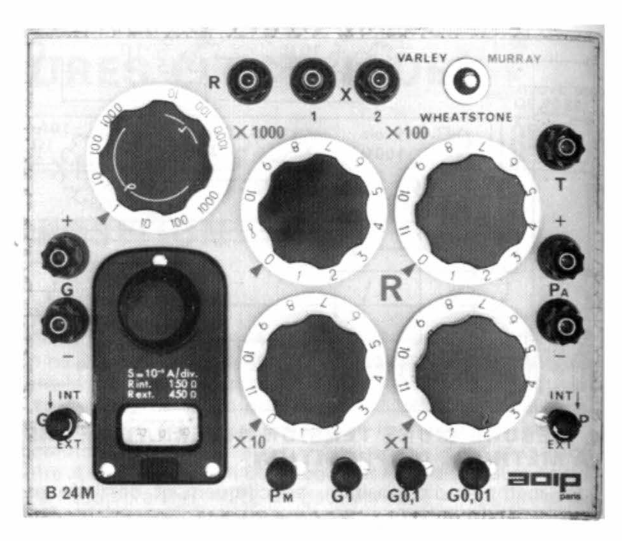


Fig. XV-4

Mesure de résistance : montage aval

Quel que soit le montage utilisé, une erreur de méthode ne peut être évitée. La précision de mesurage est comprise entre 1 et 5 %.

1.4. Mesure à l'ohmmètre à pile. — Cette méthode de mesure repose sur l'utilisation d'un appareil magnétoélectrique alimenté par une pile. Deux montages sont possibles mais, dans les deux cas, la pile est montée en série avec une résistance de tarage et la résistance inconnue. C'est la position de l'appareil qui diffère d'un montage à l'autre : dans un cas il est monté en série dans le circuit (fig. XV-5) tandis que dans l'autre, il est branché aux bornes de la résistance à mesurer (fig. XV-6). La cadran de l'appareil est directement gradué en valeurs de résistances ; le potentiomètre de tarage permet de compenser les variations de f.é.m. de la pile (le tarage se faisant en l'absence de



Pont de Wheatstone (*A.O.I.P.*)

résistance à mesurer). Ces montages se rencontrent souvent dans les multimesureurs (V. chap. 4, § 9) qui comportent alors une pile dans leurs boîtiers. Ce sont des appareils très commodes d'emploi mais leur précision est faible, comprise entre 5 et 10 %.

1.5. Méthode du pont de Wheatstone. — La résistance inconnue est montée dans un pont comportant trois autres résistances R, R_1 et R_2 (fig. XV-7). Si une diagonale du pont contient une source et si aucun courant ne traverse un galvanomètre branché dans l'autre diagonale, les valeurs des résistances sont telles que :

$$XR_2 = RR_1 \Rightarrow X = R\frac{R_1}{R_2} \quad \text{(V. chap. 16, § 3)}$$

La résistance interne du galvanomètre et la valeur de la tension fournie par la source n'interviennent pas dans cette relation. Ainsi, les seules erreurs de mesurage sont imputables à une mauvaise appréciation de la nullité du courant dans le galvanomètre et à la mauvaise connaissance des valeurs des résistances R, R_1 et R_2.

Les ponts de Wheatstone proposés comportent généralement une boîte de résistances à quatre ou cinq décades constituant la résistance R et une boîte de résistances donnant directement le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ (les valeurs courantes étant des puissances de 10 comprises, par exemple, entre 10^{-3} et 10^3). Pour avoir le maximum de sensibilité, on choisit ce rapport de manière à avoir le maximum de chiffres significatifs sur la boîte de résistances constituant R ; cela est réalisé lorsque $(R_1 + R_2)$ est le plus faible possible. Afin de ne pas laisser en permanence les résistances sous tension (elles s'échauffent par effet Joule), un bouton poussoir est prévu pour mettre le pont sous tension au moment voulu. D'autre

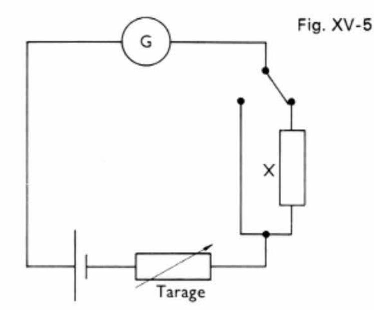


Fig. XV-5

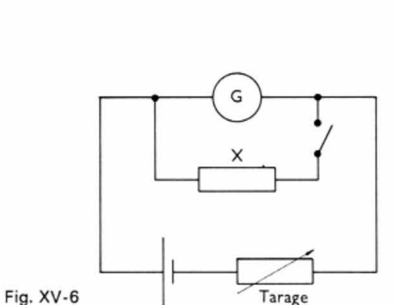


Fig. XV-6

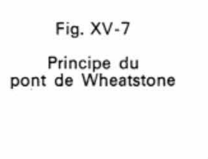
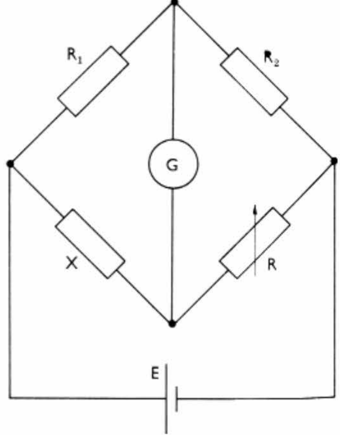


Fig. XV-7

Principe du pont de Wheatstone



part, deux autres boutons poussoirs permettent de changer le calibre du galvanomètre. Le grand calibre permet d'approcher le réglage du pont, le petit calibre de parfaire son équilibre. Des ponts de Wheatstone, dont l'équilibre est réalisé automatiquement, constituent des enregistreurs à ponts (V. chap. 11).

2. MESURE DES FAIBLES RÉSISTANCES

Souvent, une résistance de faible valeur est un conducteur de forte section prévu pour le passage de courants intenses. La section réelle d'utilisation du conducteur est généralement mal connue, les lignes de courant n'étant pas forcément parallèles et les résistances de contact ne sont pas négligeables. Des méthodes de mesure particulières doivent être utilisées dans ce cas.

2.1. Méthode du galvanomètre différentiel. — C'est une adaptation de la méthode de comparaison (V. ci-dessus) ; le montage est le même mais les deux voltmètres sont remplacés par un galvanomètre différentiel dont l'équipage mobile comporte deux cadres identiques placés côte à côte (fig. XV-8). Lorsque ces cadres sont parcourus par des

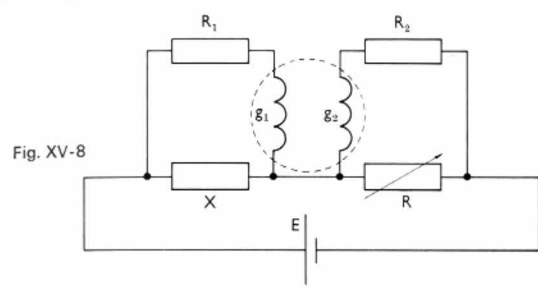


Fig. XV-8

courants de sens convenables, les couples qui prennent naissance ont des effets opposés et la déviation du cadre est proportionnelle à la différence de ces courants; elle est nulle lorsque ces courants sont égaux (on suppose les cadres identiques). On règle la résistance étalonnée R pour que le galvanomètre différentiel ne dévie plus. Lorsque cette condition est réalisée, si $R_1 = R_2$ et $g_1 = g_2$, on peut dire que la résistance inconnue est égale à la valeur donnée à R.

2.2. Méthode d'opposition. — Cette méthode est un perfectionnement de la méthode de comparaison puisque, dans ce cas, les tensions sont mesurées par la méthode d'opposition (V. chap. 14). Elle réalise parfaitement la condition de courant nul dans l'appareil de mesure. Une source auxiliaire S fournit un courant i qui traverse la résistance inconnue X et une résistance connue R (fig. XV-9). Un potentiomètre permet de mesurer successivement les tensions aux bornes des deux résistances X et R. Le rapport de ces deux tensions (respectivement XI et RI) est égal au

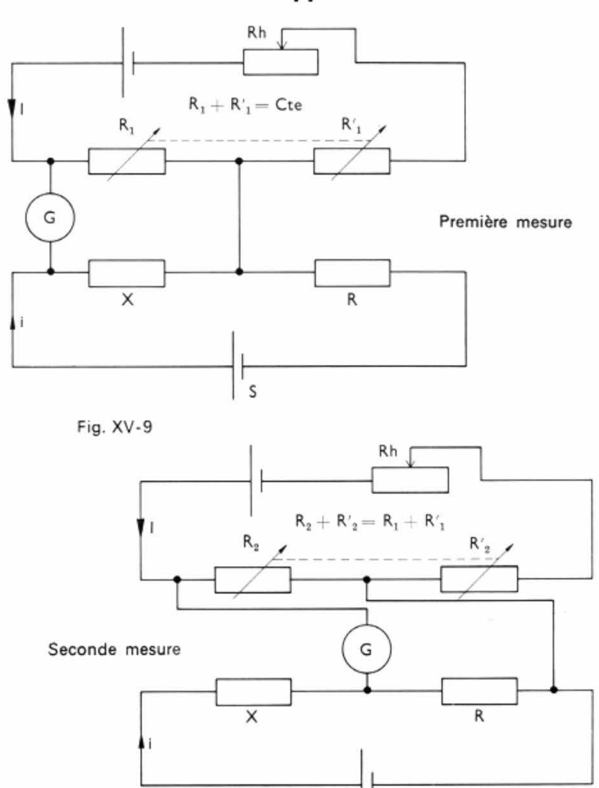


Fig. XV-9

rapport des valeurs des deux résistances R_1 et R_2: $\frac{X}{R} = \frac{R_1}{R_2}$.

2.3. Méthode du pont double de Thomson. — Ce pont est spécialement destiné aux mesurages des très faibles résistances (fig. XV-10). Avec les notations de la figure, on montre que l'équilibre ne peut être atteint que si l'on réalise les égalités suivantes:

$$\frac{X}{R} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R'_1}{R'_2}$$

Ainsi, l'équilibre ne dépend que des valeurs des résistances et non des valeurs des courants dans les résistances. Pratiquement, les boîtes de résistances R_1 et R'_1, d'une part, R_2 et R'_2, d'autre part, sont jumelées de façon que l'on ait $R_1 = R'_1$ et $R_2 = R'_2$.

Des ensembles complets comprenant les résistances du pont sont utilisés en laboratoire.

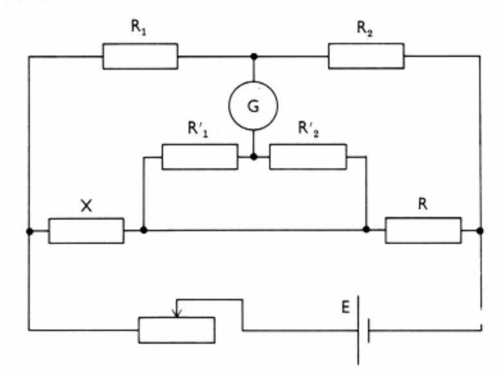
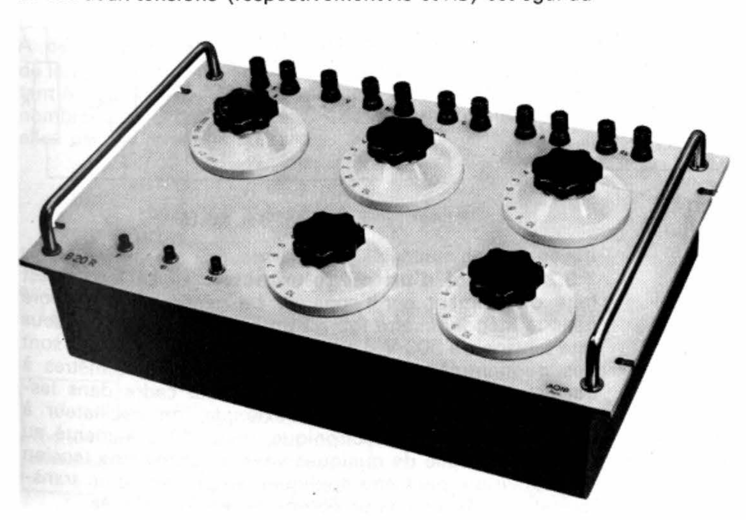


Fig. XV-10 — Pont double de Thomson


Pont de Thomson-Wheatstone
(*A.O.I.P.*)

2.4. Méthode de Hockin et Mathiessen. — Cette méthode, qui s'apparente à une méthode d'opposition puisqu'on oppose des d.d.p., en diffère cependant par le fait que la même source alimente, d'une part, la résistance à mesurer et la résistance connue, et, d'autre part, le potentiomètre de mesure (fig. XV-11). Les fluctuations de tension du générateur se répercutent sur tous les courants dans la même proportion et n'affectent donc pas le résultat du mesurage.

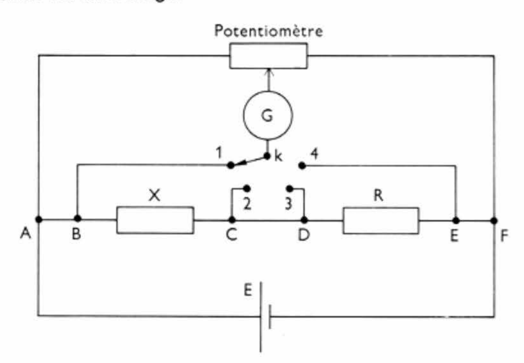


Fig. XV-11 — Méthode de Hockin et Mathiessen

Si l'on désigne par R_{AB} la résistance de la portion de circuit entre *A* et *B* (ici c'est la résistance d'une connexion), par R_{AC} celle de la portion *AC*, etc., on voit que ce pont permet de déterminer successivement les rapports suivants :

$\frac{R_{AB}}{R_{AF}}$ (*K* en 1), $\frac{R_{AC}}{R_{AF}}$ (*K* en 2), $\frac{R_{AD}}{R_{AF}}$ (*K* en 3), $\frac{R_{AE}}{R_{AF}}$ (*K* en 4),

et en définitive les rapports $\frac{X}{R_{AF}}$ et $\frac{R}{R_{AF}}$, c'est-à-dire de calculer *X*.

Avec cette méthode il est ainsi possible d'éliminer l'influence des connexions ; elle est utilisée pour le mesurage des résistances de valeurs comprises entre 10^{-1} et $10^{-5}\Omega$.

3. MESURE DES GRANDES RÉSISTANCES

Parmi les grandes résistances, on peut citer les résistances d'isolement des lignes, câbles ou machines, les résistances utilisées en haute tension, etc. Certaines sont constantes en fonction de la tension à leurs bornes ; au contraire, d'autres varient avec cette d.d.p. et leur mesurage doit être fait à la tension sous laquelle elles sont employées. Celle-ci peut être très grande (et elle doit l'être pour que le courant qui parcourt la résistance soit mesurable avec une précision suffisante) et cela impose des méthodes particulières.

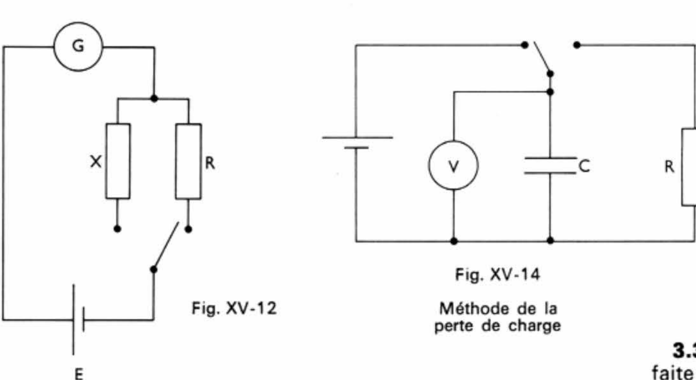


Fig. XV-12

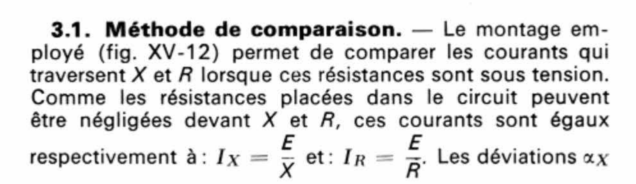


Fig. XV-14

Méthode de la perte de charge

3.1. Méthode de comparaison. — Le montage employé (fig. XV-12) permet de comparer les courants qui traversent *X* et *R* lorsque ces résistances sont sous tension. Comme les résistances placées dans le circuit peuvent être négligées devant *X* et *R*, ces courants sont égaux respectivement à : $I_X = \frac{E}{X}$ et : $I_R = \frac{E}{R}$. Les déviations α_X et α_R obtenues sont proportionnelles de I_X et I_R et l'on peut écrire :

$$\frac{X}{R} = \frac{I_R}{I_X} = \frac{\alpha_R}{\alpha_X} \Rightarrow X = R\frac{\alpha_R}{\alpha_X}$$

Si les résistances *R* et *X* ne sont pas du même ordre de grandeur, il peut être nécessaire de shunter le galvanomètre (fig. XV-13) et il faut alors tenir compte du pouvoir multiplicateur du shunt pour calculer le résultat.

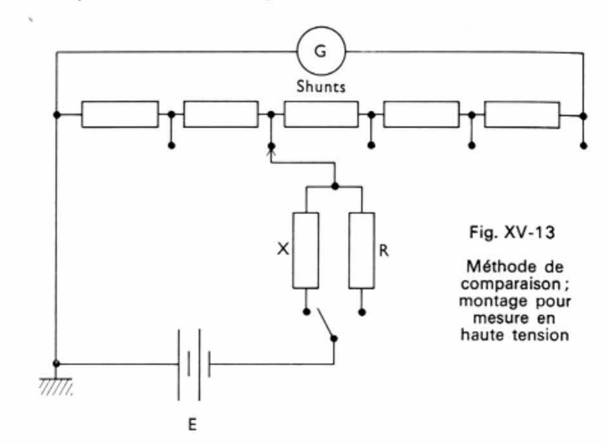


Fig. XV-13

Méthode de comparaison ; montage pour mesure en haute tension

3.2. Méthode de la perte de charge. — Lorsqu'on décharge un condensateur de capacité *C*, préalablement chargé sous une tension *U*, dans une résistance de valeur *R* (fig. XV-14), la loi de variation de la tension *u* aux bornes du condensateur en fonction du temps est (V. t. 1, Électricité, chap. 19) :

$$u = U\,e^{-t/RC}$$

La connaissance de *U*, *C* et de la valeur de *u* au bout d'un temps *t* permet de calculer *R*. En fait, le condensateur n'est jamais parfait et, pour tenir compte de sa propre résistance de fuite, on procède en deux temps (fig. XV-15). On fait un premier mesurage en faisant se décharger le condensateur à travers sa résistance de fuite R_f, ce qui permet de calculer la valeur de celle-ci (*K* en 2). On refait alors le mesurage avec la résistance inconnue (*K* en 3), ce qui permet de calculer la valeur de la résistance inconnue lorsqu'elle est en parallèle avec la résistance de fuite du condensateur $\left(\frac{RR_f}{R + R_f}\right)$. La résistance *R* peut ensuite être déduite de ces résultats.

La tension *u* doit évidemment être mesurée avec un appareil de très grande résistance interne, donc un électromètre ou un voltmètre électronique.

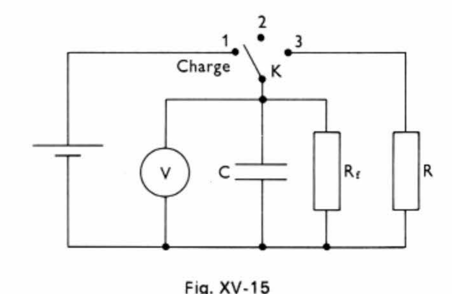


Fig. XV-15

3.3. Emploi d'un mégohmmètre. — La lecture est faite directement sur l'appareil. Le générateur incorporé dans le mégohmmètre fournit un courant faible mais sous une tension de 500 V. Les mégohmmètres à magnéto sont des quotientmètres (V. chap. 8). Les mégohmmètres à transistors sont des appareils à un seul cadre dans lesquels le générateur est, par exemple, un oscillateur à transistors (V. t. 1, Électronique, chap. 17). Alimenté au moyen d'une pile de quelques volts, il fournit une tension alternative qui peut être appliquée au primaire d'un transformateur élévateur pour obtenir la tension désirée.

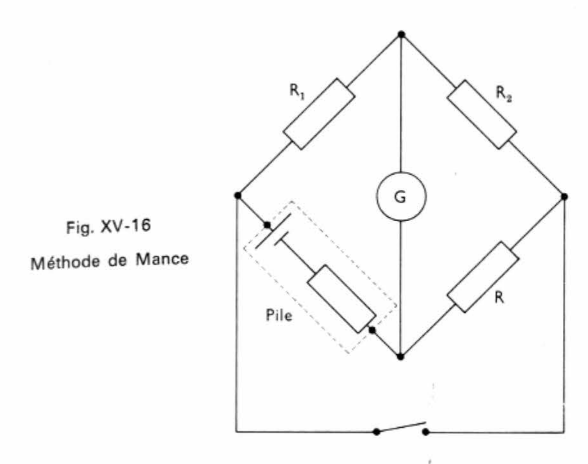


Fig. XV-16

Méthode de Mance

4. MESURE DE LA RÉSISTANCE INTERNE D'UNE SOURCE PAR LA MÉTHODE DE MANCE

La pile dont on veut connaître la résistance interne r est insérée dans une branche d'un pont de Wheatstone dont la source d'alimentation habituelle est remplacée par un simple interrupteur (fig. XV-16). On règle les résistances du pont pour que la déviation du galvanomètre soit la même lorsque l'interrupteur est ouvert et lorsqu'il est fermé. Si cette condition est satisfaite, on montre que la résistance interne de la pile est égale à : $r = R\,\dfrac{R_1}{R_2}$.

5. MESURE DE LA RÉSISTANCE D'UN GALVANOMÈTRE PAR LA MÉTHODE DE LORD KELVIN

La résistance d'un galvanomètre peut être mesurée au moyen d'un pont de Wheatstone convenable, mais on peut également utiliser le galvanomètre lui-même comme appareil de déviation. Ainsi, dans la méthode de Kelvin (fig. XV-17), le galvanomètre est placé dans une branche d'un pont de Wheatstone dont une diagonale est alimentée par une source et dont l'autre diagonale ne comporte qu'un interrupteur. Si la déviation du galvanomètre reste

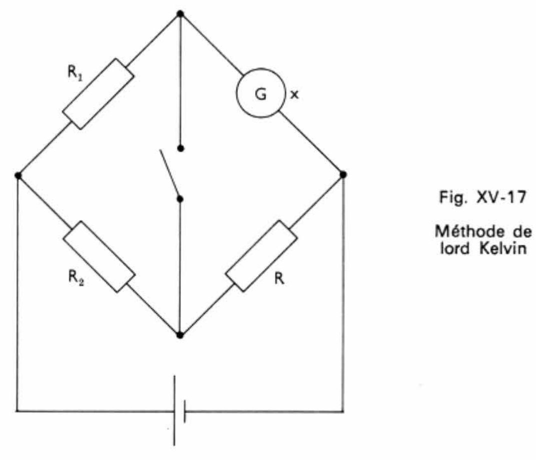


Fig. XV-17

Méthode de lord Kelvin

la même que l'interrupteur soit ouvert ou fermé, c'est que sa manœuvre ne modifie pas les courants. La relation du pont de Wheatstone permet donc de calculer la résistance x du galvanomètre :

$$x = R\,\frac{R_1}{R_2}$$

CHAPITRE XVI
MESURE DES IMPÉDANCES

1. GÉNÉRALITÉS

Lorsqu'on applique une tension sinusoïdale, de pulsation ω, aux bornes d'un circuit comportant des résistances, des inductances et des condensateurs, le courant qui le traverse est aussi sinusoïdal, de même pulsation, mais il est déphasé par rapport à cette tension d'un angle qui ne dépend que des éléments du réseau. L'impédance du circuit est numériquement égale au quotient $Z = \dfrac{U_{eff}}{I_{eff}}$ (fig. XVI-1). L'impédance complexe correspondante (V. t. 1, Électricité, chap. 30) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\underline{Z} = R + jX$$

où R représente souvent la résistance présentée par le circuit en courant continu et où X désigne la réactance. À ce nombre complexe $\underline{Z}$ peut être associé un vecteur de longueur Z faisant un angle φ avec un vecteur représentant R (fig. XVI-2). Une impédance peut être définie par les nombres Z et φ ou par R et X. Ces valeurs sont liées entre elles par les relations suivantes :

$$Z^2 = R^2 + X^2$$
$$R = Z \cos \varphi$$
$$X = Z \sin \varphi$$

Le rapport $\dfrac{X}{R}$ est souvent appelé le facteur de qualité du circuit.

Le mesurage de R peut être fait à l'aide des méthodes de mesure des résistances ; celui des réactances, au contraire, impose l'emploi de méthodes particulières.

On rappelle qu'une réactance X est positive lorsque l'élément est inductif et qu'elle est négative si celui-ci est capacitif. Ces signes résultent du fait que l'on considère toujours l'angle φ comme étant le déphasage de la tension aux bornes du circuit par rapport au courant qui le traverse, angle compté dans le sens trigonométrique direct. La tension aux bornes d'une inductance est en avance par rapport au courant, alors que celle aux bornes d'un condensateur est en retard.

La réactance d'un circuit est fonction de la fréquence de la tension à laquelle il est soumis ; alimenté par une source de pulsation ω, un condensateur de capacité C présente une réactance X égale à $-\dfrac{1}{C\omega}$ et une inductance L, dans les mêmes conditions, une réactance X égale à $L\omega$.

2. MÉTHODES DE DÉVIATION

2.1. Méthode du wattmètre. — On mesure la puissance absorbée par le circuit dont on veut connaître l'impédance ainsi que la tension à ses bornes et le courant qui le traverse (fig. XVI-3). Ces grandeurs sont liées par la relation suivante : $W = U_{eff}\, I_{eff} \cos \varphi$

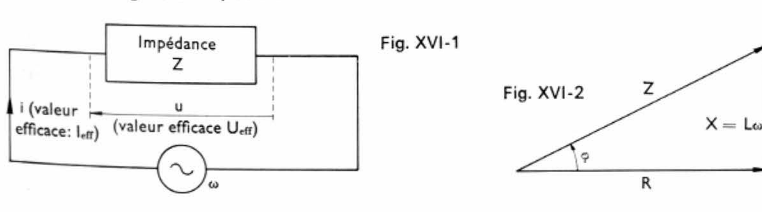


Fig. XVI-1

Fig. XVI-2

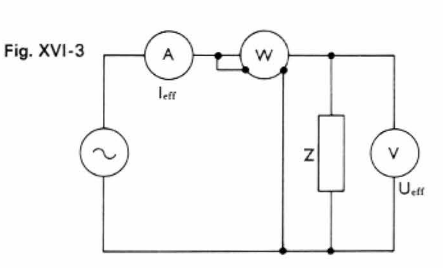


Fig. XVI-3

Connaissant W, U_{eff}, I_{eff}, on en déduit la valeur du facteur de puissance $\cos \varphi$. De plus, on peut calculer l'impédance Z du circuit :

$$Z = \frac{U_{eff}}{I_{eff}}$$

Ce procédé implique que l'on peut considérer comme négligeables les consommations des trois appareils de mesure.

2.2. Méthode de Joubert. — On déduit Z par une mesure du courant et de la tension comme dans la méthode précédente :

$$Z = \frac{U_{eff}}{I_{eff}}$$

On mesure par ailleurs R en opérant en courant continu (méthode voltampèremétrique ; V. chap. 15). Cela permet ensuite de calculer X :

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}$$

2.3. Méthode des trois voltmètres. — Le circuit de mesure comporte l'élément dont on cherche l'impédance en série avec une résistance connue r (fig. XVI-4). Trois

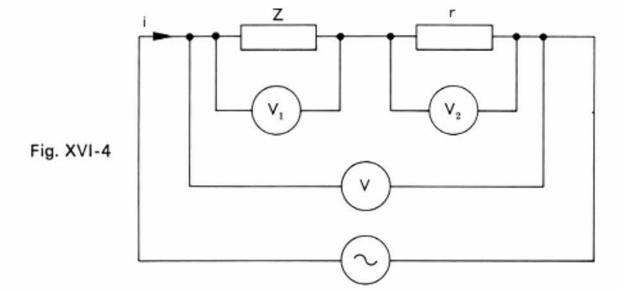


Fig. XVI-4

voltmètres sont utilisés pour mesurer les valeurs efficaces $U_{1\,eff}$, $U_{2\,eff}$ et U_{eff} des tensions aux bornes respectivement de l'élément inconnu, de la résistance r et de l'ensemble. Si l'intensité efficace du courant dans le circuit est appelée I_{eff}, on peut écrire :

$$I_{eff} = \frac{U_{1\,eff}}{Z} = \frac{U_{2\,eff}}{r}$$

D'où :

$$Z = r\frac{U_{1\,eff}}{U_{2\,eff}}$$

Le diagramme de Fresnel (V. t. 1, Électricité, chap. 30), appliqué à ce circuit (fig. XVI-5), permet d'écrire l'égalité suivante :

$$U_{eff}^2 = U_{1\,eff}^2 + U_{2\,eff}^2 + 2\,U_{1\,eff}\,U_{2\,eff}\cos\varphi$$

soit :

$$\cos\varphi = \frac{U_{eff}^2 - U_{1\,eff}^2 - U_{2\,eff}^2}{2\,U_{1\,eff}\,U_{2\,eff}}$$

3. PONTS D'IMPÉDANCES

Des ponts peuvent aussi être utilisés pour la mesure des impédances (fig. XVI-6). Pour établir les conditions d'équilibre d'un pont, on se rappellera que deux nombres complexes ne peuvent être égaux que si leurs parties réelles et leurs parties imaginaires sont respectivement égales. Le pont est équilibré lorsque les points A et B sont au même potentiel ; l'appareil de mesure branché entre ces deux points n'est pas traversé par un courant. Le courant i_1 dans la branche MA est donc égal au courant i_3 dans la branche AN ; de même, les courants i_2 et i_4 dans les branches MB et BN sont égaux. Par ailleurs, puisque la d.d.p. entre les points A et B est nulle, on peut écrire à tout instant :

d.d.p. entre M et A = d.d.p. entre M et B
d.d.p. entre A et N = d.d.p. entre B et N

En appelant $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$, $\underline{Z}_4$ et $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$, $\underline{I}_4$ les valeurs complexes des impédances et des courants, on peut donc écrire les égalités suivantes :

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_3$$
$$\underline{I}_2 = \underline{I}_4$$
$$\underline{Z}_1\,\underline{I}_1 = \underline{Z}_2\,\underline{I}_2$$
$$\underline{Z}_3\,\underline{I}_3 = \underline{Z}_4\,\underline{I}_4$$

En divisant membre à membre les deux dernières équations, on obtient une relation entre les quatre impédances :

$$\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_3} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_4}$$

ou :

$$\underline{Z}_1\,\underline{Z}_4 = \underline{Z}_2\,\underline{Z}_3$$

Si R_1, R_2, R_3, R_4 désignent les résistances des quatre branches et X_1, X_2, X_3, X_4 les réactances correspondantes, la relation ci-dessus s'écrit :

$$(R_1 + jX_1)\,(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)\,(R_3 + jX_3)$$

Cette égalité en entraîne deux autres :

$$R_1\,R_4 = R_2\,R_3$$
$$X_1\,X_4 = X_2\,X_3$$

qui sont les relations d'équilibre d'un pont d'impédances. Ces conditions d'équilibre sont indépendantes de la valeur de la tension d'alimentation du pont.

Le pont étant alimenté en alternatif, le galvanomètre n'est pas utilisable et il faut placer un détecteur convenable (millivoltmètre électronique, par exemple) entre les points A et B.

Remarque : Le pont de Wheatstone représente un pont particulier : toutes les réactances sont nulles et seule la première relation d'équilibre subsiste dans ce cas.

4. MESURE DES CAPACITÉS DES CONDENSATEURS

4.1. Pont de Sauty. — C'est le plus simple des ponts de mesure de capacités (fig. XVI-7) mais il ne peut servir qu'au mesurage des capacités de condensateurs

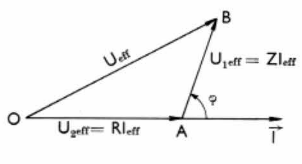


Fig. XVI-5

Méthode des trois voltmètres

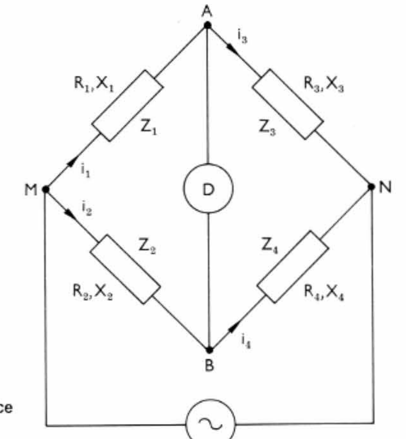


Fig. XVI-6

Pont d'impédance

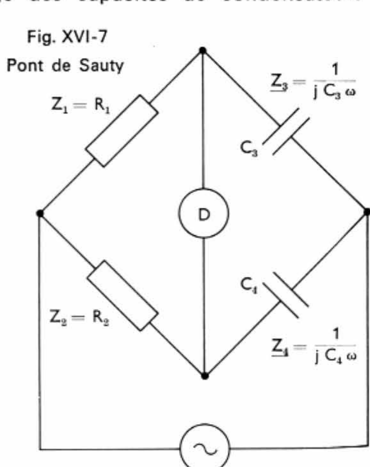


Fig. XVI-7

Pont de Sauty

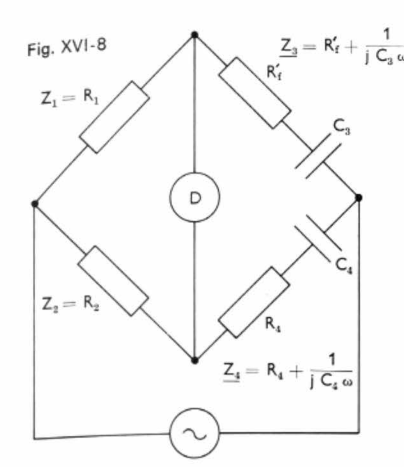


Fig. XVI-8

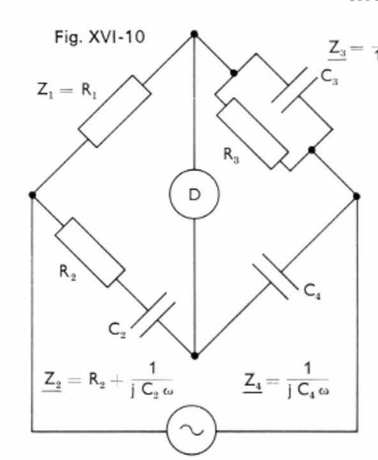


Fig. XVI-10

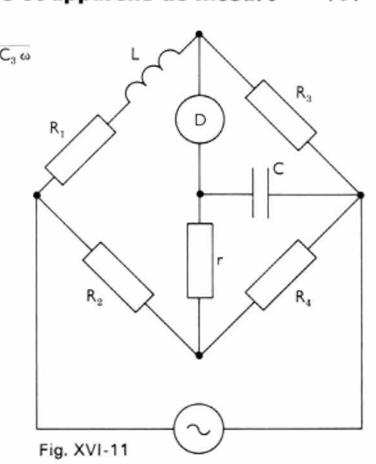


Fig. XVI-11

parfaits, c'est-à-dire sans résistance de fuite. La relation d'équilibre s'écrit :

$$R_1 \frac{1}{jC_4\omega} = R_2 \frac{1}{jC_3\omega}$$

soit :

$$R_1 C_3 = R_2 C_4$$

Ainsi, connaissant les valeurs de deux résistances et d'une capacité, on déduit la valeur de l'autre capacité.

4.2. Pont de Wien (fig. XVI-8). — Ce montage permet de mesurer à la fois la valeur d'une capacité et son angle de perte δ qui caractérise sa résistance de fuite R'_f ($\text{tg}\,\delta = R'_f C_3\omega$). Il est utilisable lorsque le condensateur est de mauvaise qualité et que l'on peut adopter le schéma-série au lieu du schéma-parallèle pour représenter un condensateur (la résistance $R'f$ du montage série correspond à la résistance R_f du montage parallèle). Les conditions d'équilibre se traduisent par les relations suivantes :

$$R_1 \left(R_4 + \frac{1}{jC_4\omega}\right) = R_2 \left(R'_f + \frac{1}{jC_3\omega}\right)$$

soit :

$$\begin{cases} R_1 R_4 = R_2 R'_f \\ R_1 C_3 = R_2 C_4 \end{cases}$$

On déduit alors sans difficulté la valeur de la tangente de l'angle de perte : $\text{tg}\,\delta = R'_f C_3\omega = R_4\, C_4\omega$.

4.3. Pont de Nernst (fig. XVI-9). — Ce montage est semblable à celui du pont de Sauty mais, pour le calcul, la résistance de fuite R_f du condensateur est considérée comme étant en parallèle avec la capacité à mesurer. À l'équilibre, on a alors les égalités suivantes :

$$\begin{cases} R_1 R_4 = R_2 R_f \\ R_1 C_3 = R_2 C_4 \end{cases}$$

et :

$$\text{tg}\,\delta = \frac{1}{R_f C_3\omega} = \frac{1}{R_4 C_4\omega}$$

Le pont de Nernst se prête bien au mesurage des capacités de condensateurs ayant de faibles fuites.

4.4. Pont de Schering (fig. XVI-10). — Ce montage est utilisé pour le mesurage des capacités et des angles de perte en haute tension. La condition d'équilibre peut s'écrire :

$$R_1 \frac{1}{jC_4\omega} = \left(R_2 + \frac{1}{jC_2\omega}\right) \frac{R_3}{1 + jR_3C_3\omega}$$

On déduit :

$$\begin{cases} R_1 C_2 = R_3 C_4 \\ R_2 C_4 = R_1 C_3 \end{cases}$$

5. MESURE DES INDUCTANCES

5.1. Pont d'Anderson (fig. XVI-11). — Ce montage n'est pas celui d'un pont classique. Sa réalisation est aisée puisqu'elle ne nécessite que quatre résistances et un condensateur. Son étude sort du cadre de cet exposé et on se bornera à écrire les relations d'équilibre qui permettent de calculer la résistance R_1 et l'inductance L d'une bobine :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

$$L = C \frac{R_3}{R_4} [r\,(R_2 + R_4) + R_2 R_4]$$

Ce pont peut éventuellement être utilisé pour le mesurage des capacités.

5.2. Pont de Maxwell (fig. XVI-12). — Il convient pour le mesurage des impédances inductives de qualité moyenne (facteur de qualité faible). L'équation d'équilibre de ce pont s'écrit :

$$R_1 R_4 = (R_3 + jL\omega) \left(\frac{R_2}{1 + jR_2C\omega}\right)$$

ce qui fournit les égalités suivantes :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \qquad \text{soit : } R_3 = \frac{R_1 R_4}{R_2}$$

et :

$$L = R_1 R_4 C$$

5.3. Pont de Hay (fig. XVI-13). — Il permet le mesurage des impédances fortement inductives (c'est-à-dire

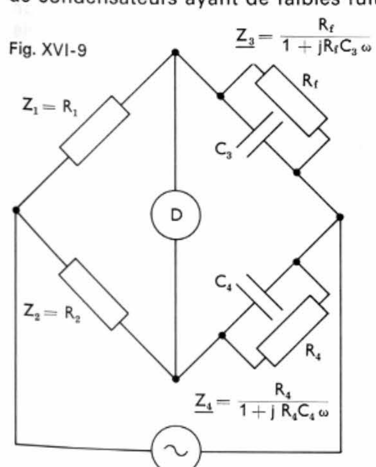


Fig. XVI-9

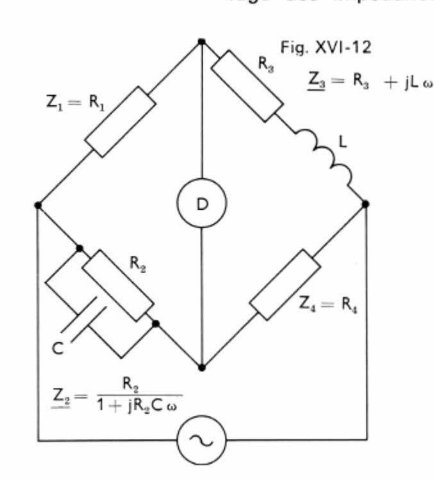


Fig. XVI-12

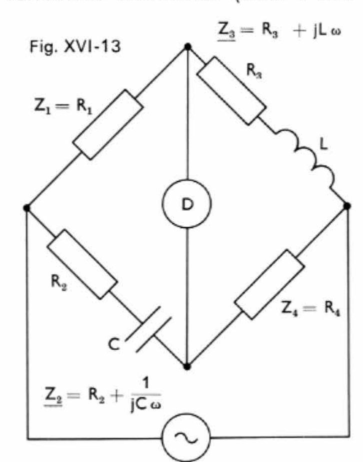


Fig. XVI-13

dont le facteur de qualité est grand). L'équation d'équilibre est :

$$R_1 R_4 = \left(R_2 + \frac{1}{jC\omega}\right)(R_3 + jL\omega)$$

On déduit donc :

$$\begin{cases} L = \dfrac{C R_1 R_4}{1 + R_2^2 C^2 \omega^2} \\ R_3 = \dfrac{R_1 R_2 R_4 C^2 \omega^2}{1 + R_2^2 C^2 \omega^2} \end{cases}$$

Un inconvénient apparaît à la lecture de ces résultats : les valeurs de L et R_3 sont fonctions de la pulsation ω. Cependant, ce montage offre l'avantage de permettre le mesurage lorsque l'élément inductif est parcouru par un courant alternatif ajouté à un courant continu ; cela est très important lorsque la bobine est placée sur un circuit magnétique dont la saturation est fonction de cette composante continue. Le montage à réaliser est alors celui de la figure XVI-14. Le courant continu ne traverse que la résistance R_1 et l'impédance inconnue (L, R_3) ; une inductance L' s'oppose au passage du courant alternatif dans la source de courant continu tandis qu'un condensateur C' empêche le courant continu de traverser la source alternative alimentant le pont.

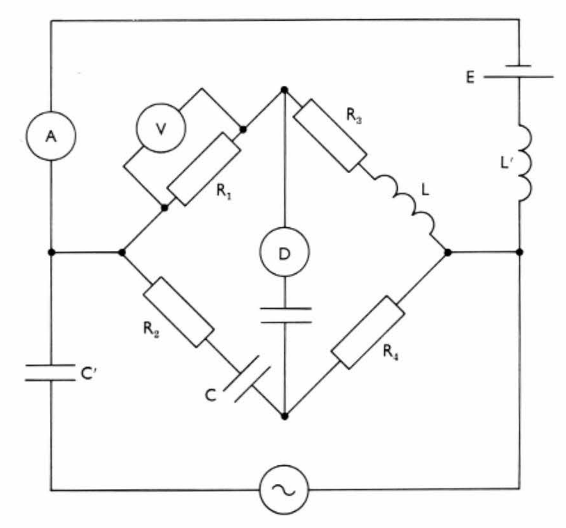
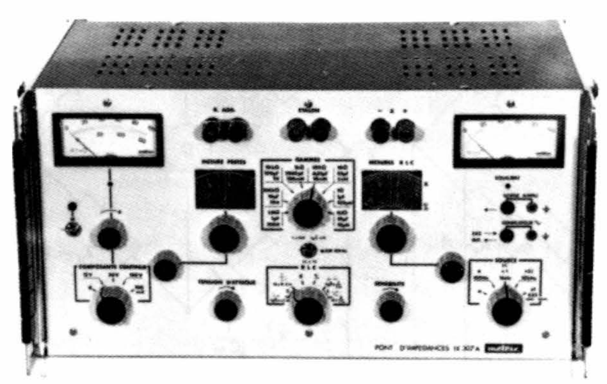


Fig. XVI-14 — Pont de Hay avec circuit de saturation

6. PONT UNIVERSEL

Le pont universel est un montage qui permet, à l'aide de commutateurs convenables, de réaliser facilement les ponts précédents (fig. XVI-15). Les commutateurs K_1 et K'_1, mécaniquement liés, permettent de réaliser des mesures de capacités ou des mesures d'inductances ; le commutateur K_2 permet de réaliser le montage résistance-condensateur série ou parallèle. La source et le détecteur sont insérés dans les diagonales par l'intermédiaire de transformateurs à écrans afin de s'affranchir des capacités parasites et des champs extérieurs.



Pont de mesure universel (*P. Chautard — ITT-Métrix*)

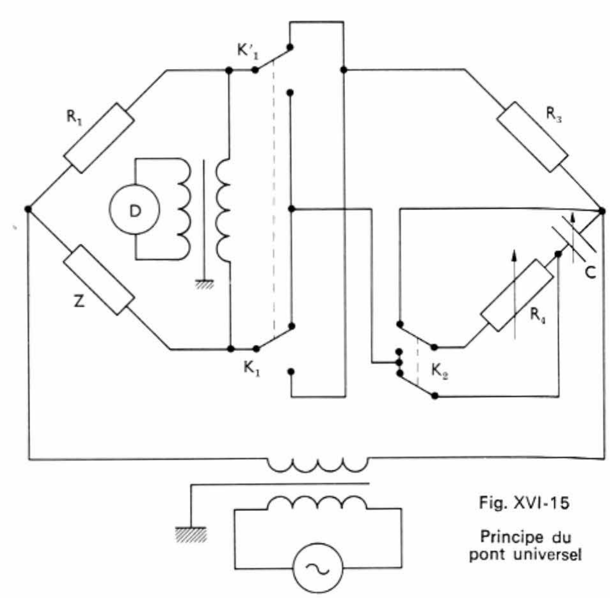


Fig. XVI-15

Principe du pont universel

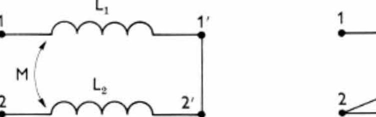
7. MESURE DES INDUCTANCES MUTUELLES

7.1. Méthode directe. — Les deux bobines d'inductance L_1 et L_2 et de coefficient d'inductance mutuelle M sont associées en série et l'on mesure, à l'aide d'un pont, l'inductance totale L' du montage (fig. XVI-16). On croise ensuite les connexions et l'on mesure de la même manière l'inductance L'' de l'ensemble. Les relations donnant L' et L'' permettent de calculer M :

$$L' = L_1 + L_2 + 2M$$
$$L'' = L_1 + L_2 - 2M$$

D'où :

$$M = \frac{L' - L''}{4}$$



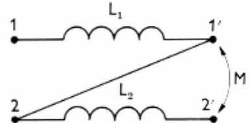


Fig. XVI-16 — Mesure d'inductance mutuelle (méthode directe)

7.2. Pont de Carey-Foster (fig. XVI-17). — Ce pont dérive du pont de Wien par remplacement d'un condensateur par l'une des bobines de l'inductance mutuelle ; l'autre bobine est insérée dans le circuit d'alimentation. On réalise le montage de telle sorte que la tension induite dans la branche contenant la bobine soit en opposition avec celle qui apparaît si le coefficient d'induction mutuelle

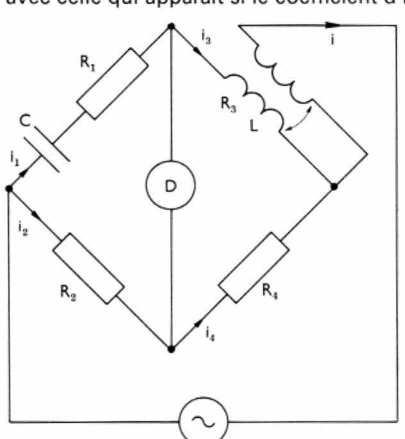


Fig. XVI-17

était nul. Dès lors, si l'équilibre du pont est réalisé, on peut écrire les égalités suivantes:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_3$$
$$\underline{I}_2 = \underline{I}_4$$
$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$$
$$\left(R_1 + \frac{1}{jC\omega}\right)\underline{I}_1 = R_2\,\underline{I}_2$$
$$(R_3 + jL\omega)\,\underline{I}_1 - jM\omega\underline{I} = R_4\,\underline{I}_4$$

Elles permettent de déduire M et L:

$$M = C\,(R_2\,R_3 - R_1\,R_4)$$
$$L = M\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - \frac{R_4}{R_2C\omega^2}$$

Si R_4 est nulle, alors ω n'intervient plus dans les résultats. La résistance R_3 n'est pas connue a priori et il faut en mesurer la valeur par ailleurs.

7.3. Méthode d'opposition de Felici (fig. XVI-18). — La mutuelle inductance à mesurer M est comparée à une mutuelle inductance variable et connue M'. Les tensions induites dans les bobines B'_1 et B'_2 sont opposées et l'appareil de détection ne dévie pas lorsque le coefficient M' est égal à M.

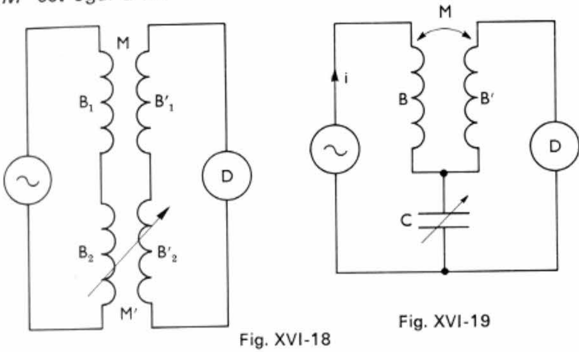


Fig. XVI-18

Fig. XVI-19

7.4. Pont de Campbell (fig. XVI-19). — Ce pont est très commode à utiliser pour le mesurage des mutuelles inductances lorsque les capacités réparties sont faibles. À l'équilibre, le courant dans B' est nul et la tension induite dans B' $\left(-M\frac{di}{dt}\right)$ est égale (au signe près) à la d.d.p. aux bornes de C. En valeurs complexes, cela se traduit par l'égalité suivante:

$$jM\omega\underline{I} = \frac{\underline{I}}{jC\omega}$$

Le coefficient M est donc donné par la relation suivante:

$$M = \frac{1}{C\omega^2}$$

8. MÉTHODE DE RÉSONANCE; Q-MÈTRE

Dans un circuit constitué par une résistance, une inductance et un condensateur associés en série, on peut mettre en évidence un phénomène de résonance pour une pulsation ω_0 de la tension alternative appliquée aux bornes de cet ensemble (V. t. 1, Électricité, chap. 32). L'impédance du circuit passe par un minimum égal à R et, dans le circuit, le déphasage du courant par rapport à la tension d'alimentation est alors nul. La pulsation de résonance est égale à: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Dans le même temps, la tension aux bornes du condensateur passe par un maximum puisque sa valeur efficace devient égale à QU_{eff} si l'on désigne par Q le facteur de qualité de la bobine à la résonance $\left(Q = \frac{L\omega_0}{R}\right)$ et par U_{eff} la valeur efficace de la tension d'alimentation. Ce principe a été utilisé pour réaliser des appareils, appelés Q-mètres, destinés au mesurage des inductances (fig. XVI-20). Le condensateur de

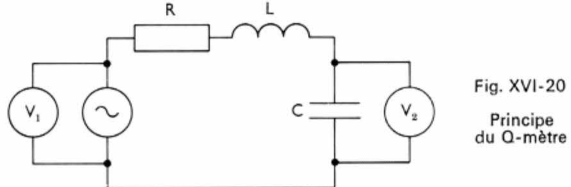


Fig. XVI-20
Principe du Q-mètre

capacité C connue est placé en série avec l'inductance et un générateur fournissant un signal sinusoïdal de fréquence réglable. Lorsque celle-ci est égale à la fréquence de résonance du circuit, la tension aux bornes du condensateur est maximale; un voltmètre permet de déceler lorsque cette condition est réalisée. On relève alors la valeur ω_0 correspondante, les tensions $U_{C\,eff}$ aux bornes du condensateur et U_{eff} aux bornes de la source. On calcule ensuite L et R à l'aide des relations suivantes:

$$L = \frac{1}{C\omega_0^2}$$
$$Q = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{U_{Ceff}}{U_{eff}}$$

Pour des fréquences repérées du générateur, il est souvent possible d'utiliser une graduation en inductances portée sur le cadran permettant de régler la valeur du condensateur variable.



Q-mètre
(*Ferisol*)

CHAPITRE XVII

MESURE DES DÉPHASAGES

Dans le domaine des mesures industrielles, l'expression de la puissance consommée ou fournie par un réseau alternatif faisant intervenir le facteur de puissance cos φ (φ étant le déphasage entre la tension et le courant), il est très utile de disposer d'appareils indiquant directement la valeur de ce terme. En radioélectricité, il est également souvent nécessaire de mesurer le déphasage entre deux tensions quelconques.

Les différents besoins ont imposé l'élaboration d'appareils (ou de méthodes de mesure) différents.

1. PHASEMÈTRE ÉLECTRODYNAMIQUE

Cet appareil est un logomètre électrodynamique (fig. XVII-1). La tension du réseau dont on veut connaître le

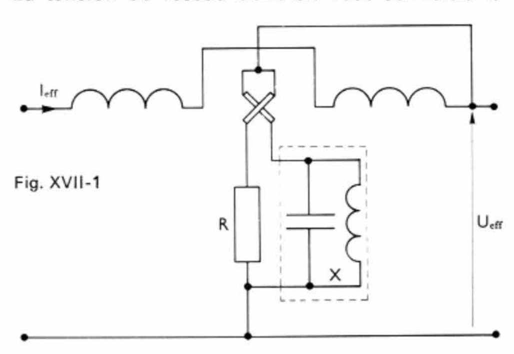


Fig. XVII-1

facteur de puissance est appliquée aux deux cadres croisés qui constituent l'équipage mobile; l'un des cadres est branché en série avec une résistance de forte valeur R, l'autre avec une réactance X. Le courant du réseau traverse le circuit-courant de ce phasemètre. Pour un déphasage courant-tension égal à φ, les moments des couples qui s'exercent sur l'équipage mobile dont la position est repérée par l'angle θ sont donnés par les expressions suivantes:

$$T_{m1} = I_{\text{eff}} \frac{U_{\text{eff}}}{R} \frac{dM_1}{d\theta} \cos \varphi$$

$$T_{m2} = I_{\text{eff}} \frac{U_{\text{eff}}}{X} \frac{dM_2}{d\theta} \sin \varphi$$

avec $M_1 = M_0 \cos \theta$ et $M_2 = M_0 \sin \theta$.

Ces couples étant antagonistes, le couple moteur total a un moment égal à:

$$T_m = -M_0 \sin \theta \frac{U_{\text{eff}} I_{\text{eff}}}{R} \cos \varphi + M_0 \cos \theta \frac{U_{\text{eff}} I_{\text{eff}}}{X} \sin \varphi$$

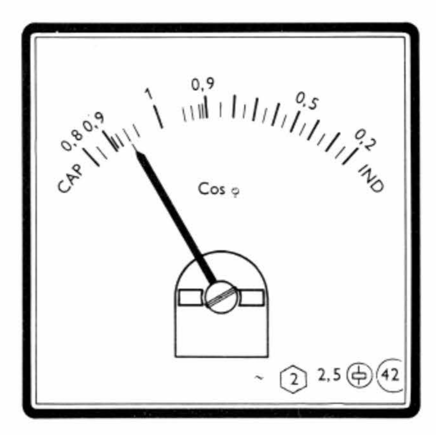


Fig. XVII-2 — Phasemètre (*Chauvin-Arnoux*)

L'appareil ne possédant pas de couple de rappel, il prend une position d'équilibre correspondant à un angle θ tel que $T_m = 0$, ce qui entraîne:

$$\text{tg } \theta = \frac{R}{X} \text{tg } \varphi$$

Pratiquement, pour une fréquence donnée, il est possible de choisir R et X pour que $R = X$ et, dans ce cas, $\theta = \varphi$. Le cadran de l'appareil ainsi constitué est directement gradué en valeurs du facteur de puissance (fig. XVII-2).

2. SYNCHRONOSCOPE

Si l'on applique les tensions suivantes

$$u = \widehat{U} \cos \omega t$$

et
$$u' = \widehat{U}' \cos (\omega' t + \varphi)$$

respectivement au circuit-courant et au circuit-tension d'un phasemètre électrodynamique, l'appareil indique un déphasage $[(\omega - \omega')\, t + \varphi]$. Si les deux pulsations sont différentes, ce déphasage est fonction du temps et l'aiguille de l'indicateur tourne avec une vitesse angulaire $(\omega - \omega')$. C'est ce principe qui est appliqué dans un synchronoscope utilisé pour coupler un alternateur fournissant une tension u à un réseau présentant une tension u' entre ses bornes (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 10). Lorsque le déphasage indiqué est nul, la machine peut être couplée au réseau; si ce déphasage est différent de zéro, selon que la vitesse angulaire ω est plus grande ou plus petite que ω', l'aiguille tourne dans un sens ou dans l'autre et il faut soit accélérer, soit ralentir l'alternateur. Les synchronoscopes comportent généralement trois indications: coupler, accélérer, ralentir (fig. XVII-3) ou des symboles ayant ces significations ($I, +, -$).

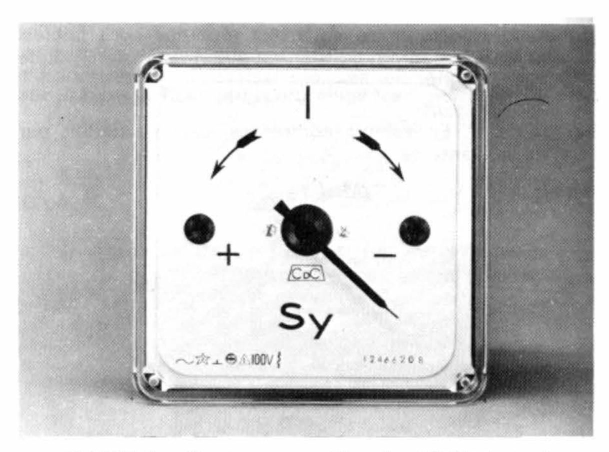


Fig. XVII-3 — Synchronoscope (*Compteurs Schlumberger*)

Un synchronoscope peut aussi être un appareil ferromagnétique dont l'équipage mobile en forme de Z est réalisé en fer doux (V. fig. XVII-4) ; il est aimanté au moyen d'une bobine traversée par un courant proportionnel à une tension $u' = \widehat{U}' \cos (\omega t + \varphi)$. Cet équipage se déplace à l'intérieur de deux cadres perpendiculaires traversés par des courants dont les équations instantanées se présentent respectivement sous la forme suivante:

$$k\widehat{U}_{\text{eff}} \cos \omega t \text{ et } k\widehat{U}_{\text{eff}} \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

L'équipage mobile prend alors une position angulaire θ telle que:

$$\theta = (\omega - \omega')\, t + \varphi$$

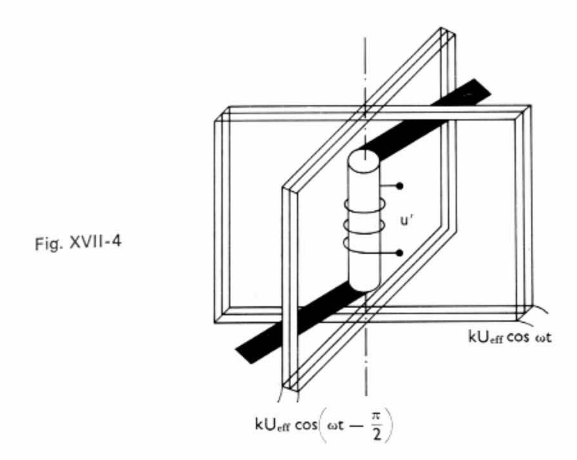


Fig. XVII-4

L'appareil ne comportant pas de bobinage mobile, sans inconvénient, son équipage peut faire un nombre de tours quelconque autour de son axe.

3. FIGURES DE LISSAJOUS

On rappelle que lorsqu'on applique aux plaques de déviation horizontales et verticales d'un oscilloscope deux tensions sinusoïdales u et u' de même fréquence, mais déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle φ, la figure que le spot dessine sur l'écran est caractéristique de l'angle φ : elle est appelée *figure de Lissajous* (V. t. 1, Électronique, chap. 5).

Si les signaux sont en phase, le spot décrit une droite; si leur déphasage est égal à $\frac{\pi}{2}$ rad et si leurs amplitudes (après amplification) sont égales, le spot décrit un cercle. Pour toute autre valeur de φ le spot décrit une ellipse (fig. XVII-5).

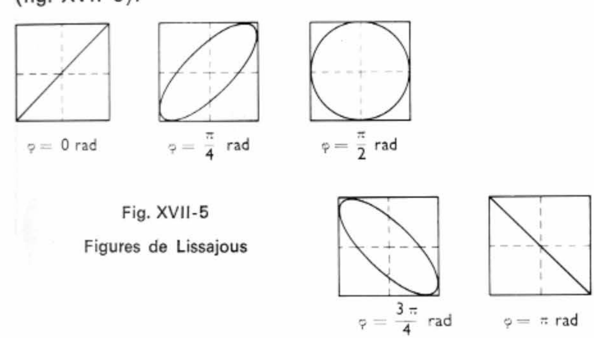


Fig. XVII-5
Figures de Lissajous

Si les tensions u_x et u_y appliquées aux entrées X et Y sont données par les relations suivantes :

$$u_x = \widehat{U}_x \sin(\omega t - \varphi)$$
$$u_y = \widehat{U}_y \sin \omega t$$

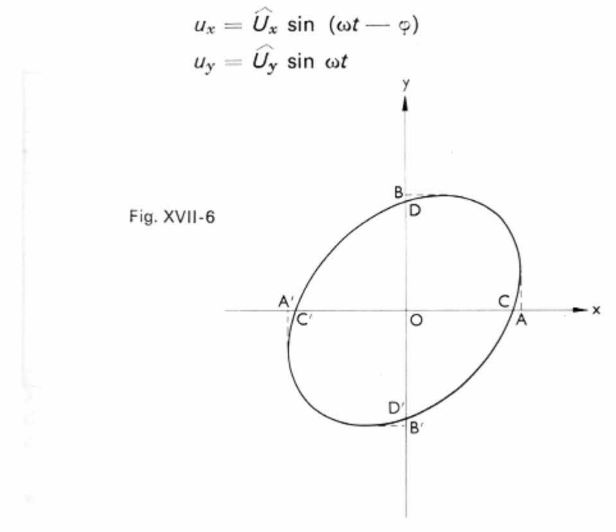


Fig. XVII-6

alors le sinus de l'angle φ est égal à (fig. XVII-6) :

$$\sin \varphi = \frac{OC}{OA} = \frac{OD}{OB} = \frac{C'C}{A'A} = \frac{D'D}{B'B}$$

L'utilisation de cette méthode implique que les deux amplificateurs de l'oscillographe utilisé introduisent le même déphasage aux signaux qui leur sont appliqués. Pour vérifier que cette condition est réalisée, il suffit d'appliquer un même signal aux deux entrées de l'oscillographe et de regarder si la figure formée est une droite. Les oscillographes remplissant cette condition sont appelés oscillographes *X Y*.

4. PHASEMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Le temps τ qui sépare les instants où deux signaux u_1 et u_2, de même fréquence et déphasés d'un angle φ, passent successivement par zéro en variant dans le même sens (fig. XVII-7) est donné en fonction de ce déphasage φ par l'égalité suivante (V. t. 1, Électricité, chap. 30) :

$$\tau = T\frac{\varphi}{2\pi} \Longleftrightarrow \varphi = 2\pi\frac{\tau}{T}$$

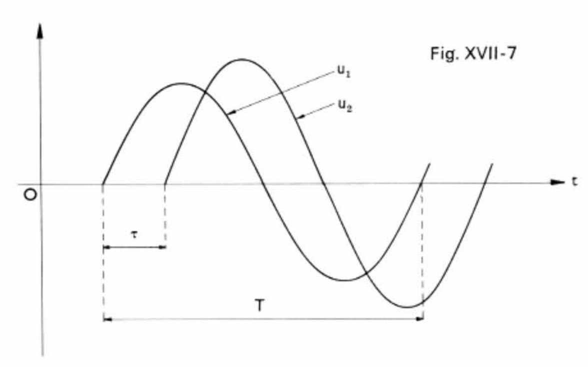


Fig. XVII-7

Dans un phasemètre électronique, les deux tensions u_1 et u_2 dont on veut mesurer la différence de phase, sont très fortement amplifiées, puis écrêtées (fig. XVII-8). Une

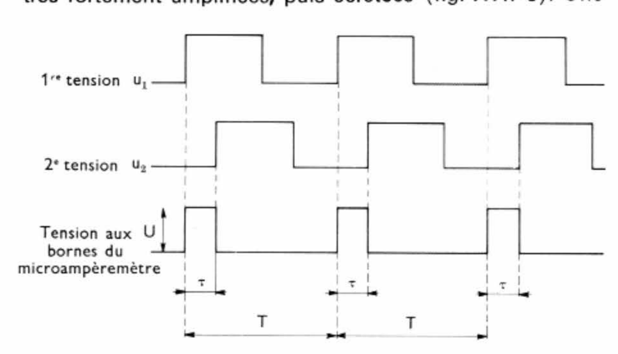


Fig. XVII-8 — Diagramme des tensions dans un phasemètre électronique

bascule bistable est montée de telle sorte qu'elle soit dans une position 1 dès que l'une des tensions passe par zéro en variant dans le sens croissant, par exemple, et revienne dans la position 0 lorsque la deuxième tension passe par zéro en variant dans le même sens (V. t. 1, Électronique, chap. 17). Si la tension de sortie de la bascule prend la valeur U lorsqu'elle est en position 1 et une valeur nulle lorsqu'elle est en position 0, l'intensité moyenne du courant traversant un microampèremètre de résistance R branché aux bornes de sortie de la bascule, sera égale à :

$$I = \frac{1}{T}\int_0^{\tau} \frac{U}{R}\, dt = \frac{U}{R}\frac{\tau}{T} = \frac{U}{R}\frac{\varphi}{2\pi}$$

En effet, le courant étant périodique, la valeur moyenne peut être calculée sur une période. Ce courant est donc proportionnel au déphasage φ entre les deux tensions étudiées. L'appareil peut être gradué directement en angles de déphasage et l'étalonnage est indépendant de la fréquence.

CHAPITRE XVIII

TRANSFORMATEURS DE MESURE DIVISEURS DE TENSION

Le rôle des transformateurs de mesure est double : d'une part, ramener au secondaire une grandeur proportionnelle à celle que l'on veut mesurer et adaptée au calibre de l'appareil de mesure, d'autre part, surtout dans le cas de grandes tensions, isoler complètement le circuit de mesure de toute haute tension. Des diviseurs de tension peuvent aussi être utilisés pour adapter la tension à mesurer au calibre de l'appareil de mesure.

1. TRANSFORMATEUR DE COURANT (T.C.)

Un transformateur de courant (souvent appelé improprement transformateur d'intensité) est généralement constitué par un tore (empilement de tôles magnétiques) portant deux enroulements. Le bobinage constituant le secondaire est placé directement sur le tore, le bobinage primaire est à l'extérieur afin de diminuer les risques de claquage (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8).

On appelle n_1 et n_2 les nombres de spires des bobinages primaire et secondaire, $I_{1\,\text{eff}}$ et $I_{2\,\text{eff}}$ les valeurs efficaces des intensités des courants qui les parcourent et $m = \frac{n_1}{n_2}$ le rapport de transformation (fig. XVIII-1). Si le transformateur est parfait et fonctionne en court-circuit, c'est-à-dire si :

— le circuit magnétique a une réluctance très faible,
— les fuites magnétiques sont très faibles,
— la résistance totale du secondaire (enroulement et appareil de mesure) est très faible,

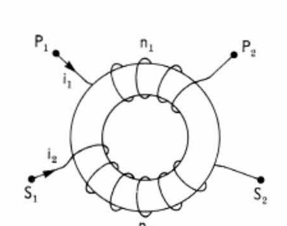
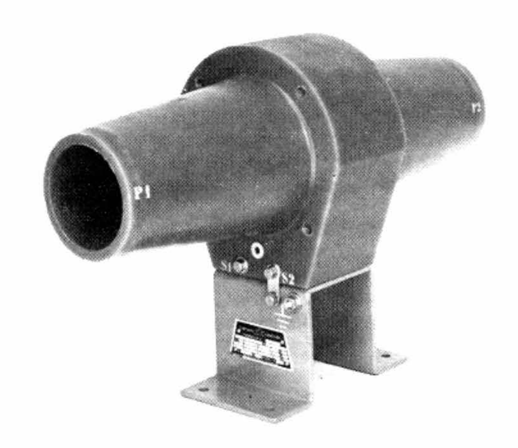


Fig. XVIII-1
Transformateur de mesure

alors on peut écrire :

$$\frac{I_{2\,\text{eff}}}{I_{1\,\text{eff}}} = \frac{n_1}{n_2} = m$$

En fait, le courant magnétisant n'est jamais nul et les courants ne sont pas exactement en opposition de phase. De plus, la résistance totale du secondaire n'est pas nulle et le rapport des intensités n'est pas exactement égal au rapport de transformation. Pour cette raison, il faut définir une classe de précision pour ces transformateurs. La norme U.T.E. C 42-500 fixe les caractéristiques que doivent présenter ces appareils selon la classe de précision. L'intensité efficace maximale du courant secondaire est fixée à 5 A et la puissance maximale que peut fournir cet enroulement est de 25 VA. La *tension de service* fixe les conditions d'isolement du transformateur : c'est la tension maximale sous laquelle le transformateur peut être monté. Elle est égale à la moitié de la valeur de la tension sous laquelle le transformateur a été essayé sans subir de détérioration.



Transformateur de courant pour réseau moyenne tension
(*Compteurs Schlumberger*)



Fig. XVIII-2 — Pince ampèremètre (*ITT-Metrix*)

Classes de précision	Erreur de rapport (1)			Déphasage (1)					
	pour 0,1 I_{1n} (%)	pour 0,2 I_{1n} (%)	pour I_{1n} et 1,2 I_{1n} (%)	pour 0,1 I_{1n}		pour 0,2 I_{1n}		pour I_{1n} et 1,2 I_{1n}	
				(minutes)	(centi-radians)	(minutes)	(centi-radians)	(minutes)	(centi-radians)
0,1	± 0,25	± 0,2	± 0,1	± 10	± 0,3	± 8	± 0,24	± 5	± 0,15
0,2	± 0,5	± 0,35	± 0,2	± 20	± 0,6	± 15	± 0,45	± 10	± 0,3
0,5	± 1	± 0,75	± 0,5	± 60	± 1,8	± 45	± 1,35	± 25	± 0,75
1	± 2	± 1,5	± 1	± 120	± 3,6	± 90	± 2,7	± 50	± 1,5
2	± 4	± 3	± 2	non spécifié					

(1) La limite correspondant à une valeur intermédiaire de $\frac{I_1}{I_{1n}}$ s'obtient par interpolation linéaire.

I_{1n} désignant la valeur efficace du courant nominal primaire

Classes de précision des T. C. (Norme U.T.E. C 42-502)

Le repérage des bornes, conforme à celui indiqué sur la figure, tient compte des sens de bobinages des enroulements.

Un transformateur de courant est prévu pour fonctionner avec le secondaire fermé sur une faible résistance ; il ne faut jamais le brancher lorsque le secondaire est fermé sur une résistance trop grande ou lorsqu'il est ouvert car alors la tension aux bornes de cet enroulement devient très importante et il y a claquage.

Le bobinage primaire peut ne comporter qu'une seule spire constituée par le circuit dont on cherche à mesurer le courant qui le traverse.

Les pinces-transformateurs ou pinces ampèremétriques sont des transformateurs de courant dont le circuit magnétique s'ouvre de façon à pouvoir être placé autour du circuit à contrôler sans qu'il soit besoin de couper celui-ci. Leur précision est assez médiocre (fig. XVIII-2).

2. TRANSFORMATEUR DE POTENTIEL (T.P.)

Ces appareils ont la même constitution que les transformateurs de courant et ils sont calculés pour fonctionner avec le secondaire branché sur une résistance de grande valeur. Si cette valeur est infinie, on peut écrire :

$$\frac{U_{2\,\text{eff}}}{U_{1\,\text{eff}}} = \frac{n_2}{n_1}$$

en appelant $U_{1\,\text{eff}}$ et $U_{2\,\text{eff}}$ les valeurs efficaces des tensions aux bornes du primaire et du secondaire. Cela n'étant qu'approximativement réalisé lorsqu'on branche un appareil de mesure aux bornes du secondaire, il y a lieu de préciser les conditions d'emploi et la classe de précision. La norme U.T.E. C 42-500 fixe ces caractéristiques ; la tension aux bornes du secondaire est normalisée au calibre 100 V et la tension de service se confond ici avec le calibre du primaire.

Classe de précision	Erreur nominale de rapport ε_{tn}	Déphasage nominal ψ_{tn}	
		(minutes)	(centiradians)
0,1	± 0,1	± 5	± 0,15
0,2	± 0,2	± 10	± 0,3
0,5	± 0,5	± 20	± 0,6
1	± 1	± 40	± 1,2
2	± 2	non spécifié	

Classes de précision du T.P. (Norme U.T.E. C 42-501)

3. DIVISEURS DE TENSION

3.1. Diviseur de tension à résistances (fig. XVIII-3). — Deux résistances R_1 et R_2, branchées en série, sont alimentées sous la tension à mesurer dont la valeur efficace est U_{eff}. Un voltmètre branché aux bornes de R_1 mesure une tension U'_{eff} telle que :

$$\frac{U'_{\text{eff}}}{U_{\text{eff}}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

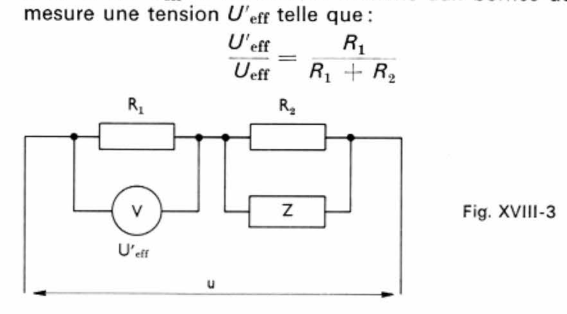


Fig. XVIII-3

Cette relation n'est exacte que si l'impédance de l'appareil de mesure est infinie. Si cela n'est pas, il faut tenir compte de la valeur de cette impédance ; comme elle est fonction de la fréquence de la tension à mesurer, il faut compenser le diviseur en plaçant en parallèle avec la résistance R_2 une réactance égale à celle de l'appareil de mesure, multipliée par le rapport $\frac{R_1}{R_2}$.

3.2. Diviseur de tension à condensateurs (fig. XVIII-4). — Deux condensateurs C_1 et C_2, montés en série, sont alimentés sous la tension à mesurer dont la valeur efficace est U_{eff}. Un voltmètre branché aux bornes de C_1 permet de mesurer une tension de valeur efficace U'_{eff} telle que :

$$\frac{U'_{\text{eff}}}{U_{\text{eff}}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Ce type de montage est très utilisé pour la mesure des très hautes tensions continues ou alternatives.

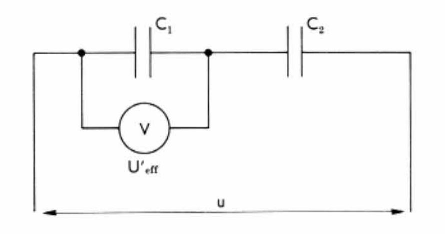
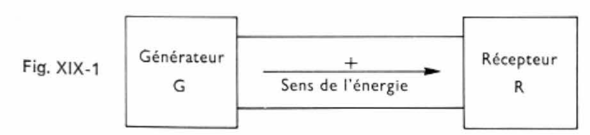


Fig. XVIII-4

CHAPITRE XIX
MESURE DES PUISSANCES EN ALTERNATIF

Avant d'aborder les problèmes posés par la mesure des puissances en alternatif, il faut introduire ici une notion supplémentaire, celle du sens d'échange de l'énergie lorsqu'un réseau permet à un générateur G de fournir de l'énergie à un récepteur R. Si l'on place un wattmètre (V. chap. 5) sur ce réseau, il faut qu'il donne une indication

Fig. XIX-1



positive si l'énergie va effectivement de G vers R (fig. XIX-1). Or, il ne faut pas confondre le sens de propagation de l'énergie et le sens du courant. En électrotechnique, on adopte souvent les conventions suivantes :

— Le déphasage φ du courant par rapport à la tension est mesuré en prenant la tension comme origine des phases.

— Sur un diagramme de Fresnel, l'angle φ est mesuré positivement dans le sens trigonométrique inverse (sens des aiguilles d'une montre ; fig. XIX-2).

— φ est positif lorsque le courant est déphasé en arrière par rapport à la tension et inversement, φ est négatif si le courant est en avance par rapport à celle-ci.

— Un condensateur est considéré comme un générateur de courant réactif.

— Une inductance est considérée comme un récepteur de courant réactif.

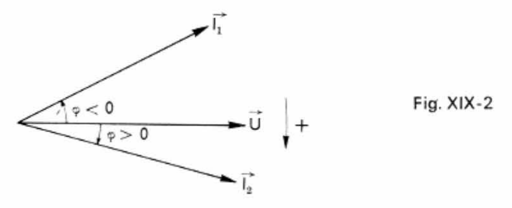


Fig. XIX-2

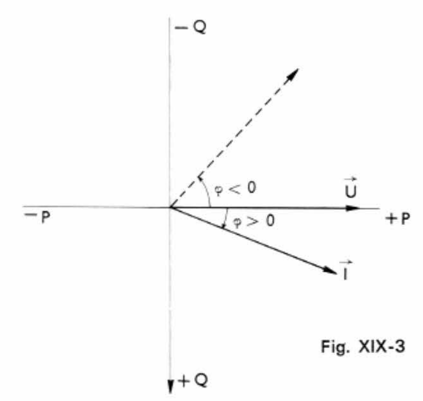
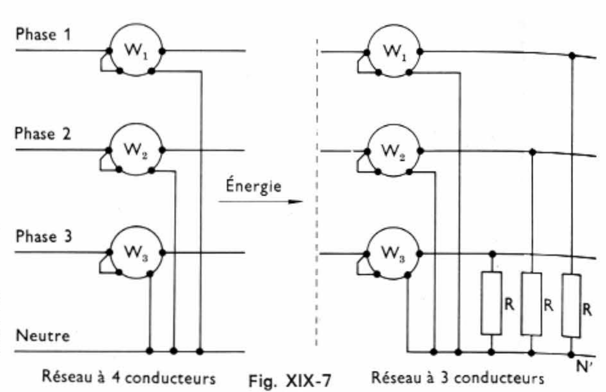


Fig. XIX-3



N' est un neutre artificiel : c'est le point commun à trois récepteurs identiques

Fig. XIX-7

Selon le déphasage φ, les valeurs de la puissance active $P = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \varphi$ et de la puissance réactive $Q = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \sin \varphi$ sont positives ou négatives et quatre cas sont à considérer (fig. XIX-3).

φ	Puissance active	Puissance réactive
0 à 90°	> 0	> 0
90° à 180°	< 0	> 0
— 90° à — 180°	< 0	< 0
0 à — 90°	> 0	< 0

Sur un wattmètre, il y a toujours au moins quatre bornes correspondant aux extrémités des bobines-tension et courant. Une borne, repérée parfois par les signes ±, correspond à une extrémité de la bobine-courant ; une autre, repérée par le chiffre 0, correspond à une extrémité de la bobine-tension.

Il y a toujours intérêt à réunir une borne de la bobine-tension avec une borne de la bobine-courant afin de supprimer les efforts électrostatiques entre les deux bobines, efforts qui existeraient si les deux bobines étaient portées à des potentiels différents.

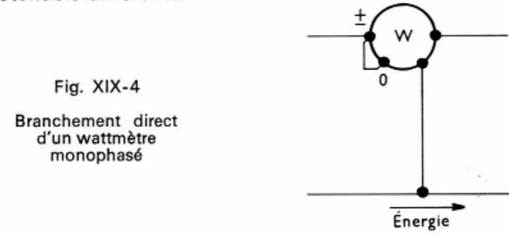
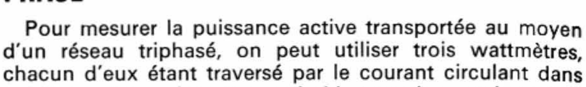


Fig. XIX-4

Branchement direct d'un wattmètre monophasé

Si les valeurs du courant et de la tension sont compatibles avec les calibres du wattmètre, on branche l'appareil directement (fig. XIX-4). Si le courant est trop intense, on utilise un transformateur de courant (fig. XIX-5). Dans le cas où les valeurs du courant et de la tension sont toutes deux trop grandes, on utilise un transformateur de tension et un transformateur de courant (fig. XIX-6). La liaison équipotentielle entre les deux bobines peut alors être faite par la terre, ce qui fixe en même temps le potentiel d'un point de chaque transformateur.



1. MESURE DE LA PUISSANCE ACTIVE EN TRIPHASÉ

Pour mesurer la puissance active transportée au moyen d'un réseau triphasé, on peut utiliser trois wattmètres, chacun d'eux étant traversé par le courant circulant dans un fil de phase alors que sa bobine-tension est branchée entre le fil de phase correspondant et le point neutre, réel ou artificiel selon que le réseau comporte quatre ou trois conducteurs (fig. XIX-7). La puissance totale mesurée est alors égale à la somme des puissances indiquées par les trois wattmètres. Si le réseau est équilibré, il suffit de brancher un seul wattmètre et de multiplier son indication par trois.

Pour les réseaux triphasés à trois conducteurs, la méthode la plus utilisée est celle des deux wattmètres (fig. XIX-8). Pour la justifier, on appelle i_1, i_2, i_3 les courants dans chacun des trois fils de phases, u_{S1}, u_{S2}, u_{S3} les tensions entre phases et neutre et u_{12}, u_{13}, u_{23} les tensions entre phases. La puissance active fournie par le réseau est donnée par l'expression suivante :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T (u_{S1} i_1 + u_{S2} i_2 + u_{S3} i_3)\, dt$$

Le réseau ne comportant pas de fil de neutre, la somme des trois courants est nulle :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

En éliminant i_3 entre ces deux relations, il vient :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T [i_1 (u_{S1} - u_{S3}) + i_2 (u_{S2} - u_{S3})]\, dt$$

Les différences de potentiel $(u_{S1} - u_{S3})$ et $(u_{S2} - u_{S3})$ sont égales aux tensions composées u_{13} et u_{23} :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T (i_1 u_{13} + i_2 u_{23})\, dt$$

Pour mesurer la puissance active dans un réseau triphasé à trois conducteurs, on peut donc utiliser deux wattmètres : le premier est parcouru par le courant i_1 et son circuit-tension est alimenté sous la tension composée u_{13} ; le second est traversé par le courant i_2 et son bobinage-tension est placé sous la tension u_{23}. Si l'on désigne respectivement par φ_1, φ_2, φ_3 les déphasages entre u_{S1} et i_1, u_{S2} et i_2, u_{S3} et i_3, les déviations des deux wattmètres sont respectivement proportionnelles à :

$$P_1 = U_{13\text{eff}}\, I_{1\text{eff}} \cos (30° - \varphi_1)$$
$$P_2 = U_{23\text{eff}}\, I_{2\text{eff}} \cos (30° + \varphi_2)$$

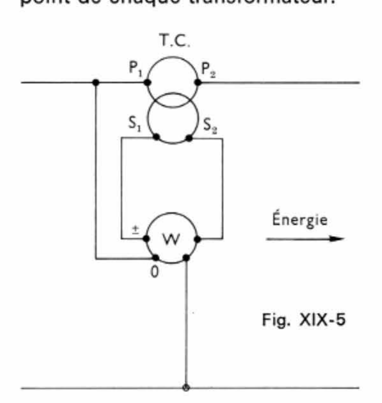


Fig. XIX-5

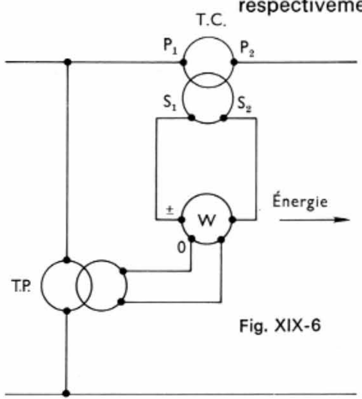


Fig. XIX-6

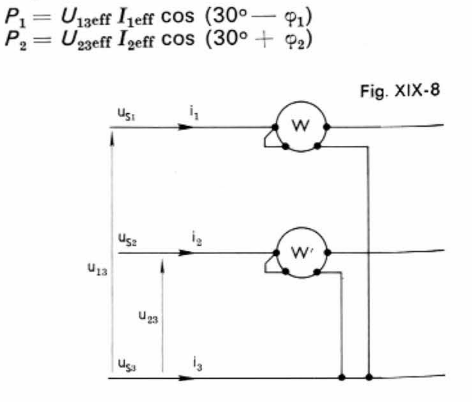
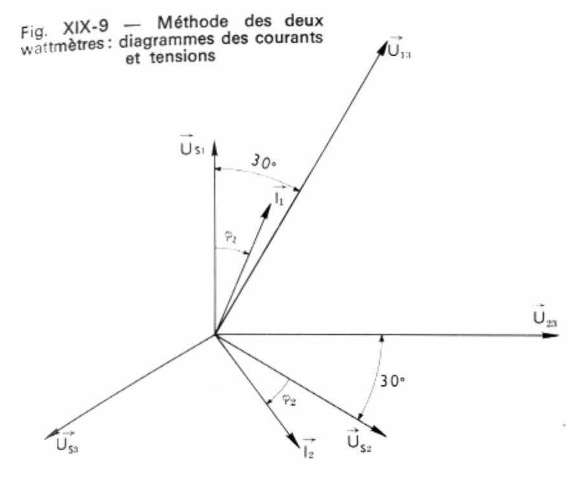


Fig. XIX-8

Fig. XIX-9 — Méthode des deux wattmètres : diagrammes des courants et tensions



puisque le déphasage entre u_{13} et i_1 (fig. XIX-9) est égal à $(30° - \varphi_1)$ et celui entre u_{23} et i_2 à $(30° + \varphi_2)$. On peut alors tracer sur le même diagramme (fig. XIX-10) les courbes représentatives des variations de P_1 et P_2 en fonction de φ_i ($i = 1$ ou 2) et la courbe P représentant la somme $(P_1 + P_2)$ lorsque les valeurs de φ_1 et φ_2 sont égales. Dans ce cas et en appelant φ la valeur commune de φ_1 et φ_2, on peut noter que :

— Si $\varphi_i = 0$, les deux wattmètres indiquent la même valeur $P_1 = P_2 = \dfrac{P}{2}$.

— Si $\varphi_i = \pm 90°$, les indications des wattmètres sont égales et opposées.

— Si $\varphi_i = \pm 60°$, l'indication de l'un des wattmètres est nulle.

Des transformateurs de courant et des transformateurs de potentiel peuvent aussi être utilisés pour la méthode des deux wattmètres lorsque les calibres courant et tension de ces appareils sont trop fabiles (fig. XIX-11).

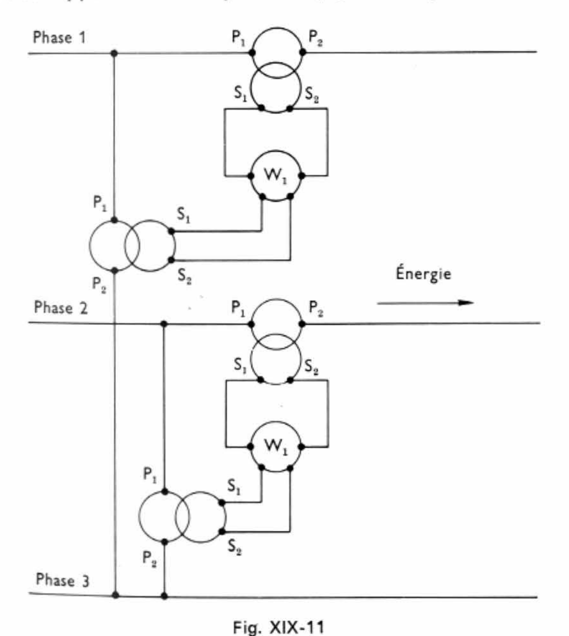


Fig. XIX-11

2. MESURE DES PUISSANCES RÉACTIVES

Sur un réseau monophasé, la mesure de la puissance réactive peut être réalisée soit avec un wattmètre branché selon le schéma de la figure XIX-12, D étant un réseau déphaseur décalant de 90° la tension qui lui est appliquée, soit avec un varmètre.

Pour la mesure de la puissance réactive dans un réseau triphasé, on peut utiliser trois varmètres ou trois wattmètres

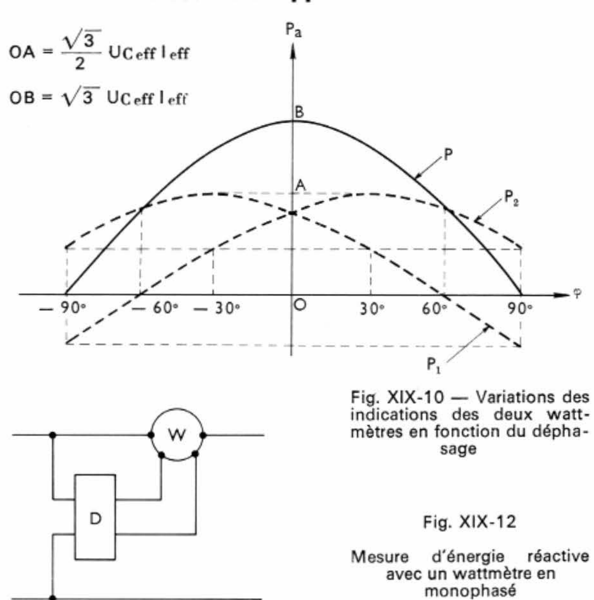


Fig. XIX-10 — Variations des indications des deux wattmètres en fonction du déphasage

Fig. XIX-12

Mesure d'énergie réactive avec un wattmètre en monophasé

montés comme l'indique la figure XIX-13. Le premier wattmètre W_1 est traversé par le courant i_1 et son bobinage-tension est placé sous la tension u_{23}. Un diagramme de

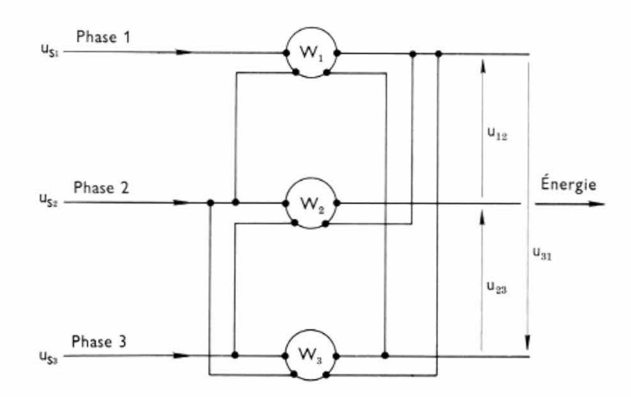


Fig. XIX-13

Fig. XIX-14

Fresnel (fig. XIX-14) montre bien que cette tension composée u_{23} est déphasée de 90° par rapport à u_{S1}. La déviation du wattmètre W_1 est donc proportionnelle au produit $[U_{23\ eff}\, I_{1\ eff} \cos(\varphi_1 - \frac{\pi}{2})]$, l'angle $(\varphi_1 - \frac{\pi}{2})$ représentant le déphasage du courant i_1 par rapport à la d.d.p. u_{23}. Les tensions simples formant un système triphasé équilibré, les valeurs efficaces des tensions u_{23} et u_{S1} sont telles que $U_{23\ eff} = \sqrt{3}\ U_{S1eff}$ et l'indication du wattmètre représente le produit $(\sqrt{3}\ U_{S1eff}\, I_{1\ eff} \sin \varphi_1)$ c'est-à-dire $\sqrt{3}$ fois la puissance réactive Q_1 fournie par la phase 1.

$$Q_1 = \frac{\text{lecture de } W_1}{\sqrt{3}}$$

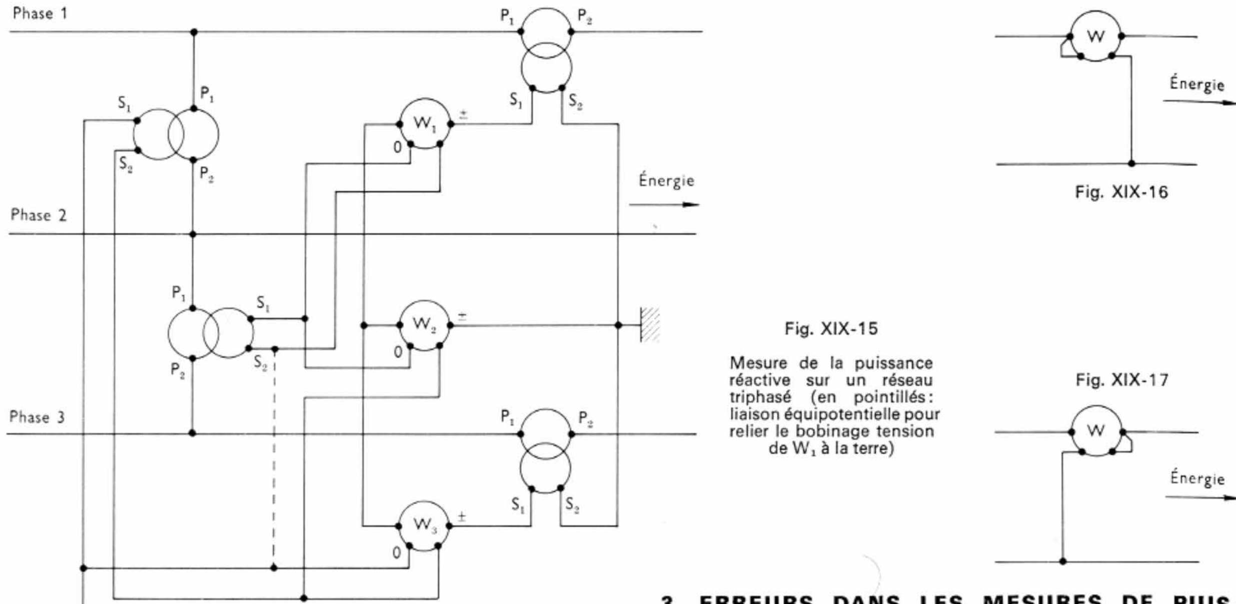


Fig. XIX-15

Mesure de la puissance réactive sur un réseau triphasé (en pointillés : liaison équipotentielle pour relier le bobinage tension de W_1 à la terre)

Fig. XIX-16

Fig. XIX-17

Le même raisonnement peut être utilisé pour montrer que les puissances réactives Q_2 et Q_3 respectivement fournies par les phases 2 et 3 sont égales à :

$$Q_2 = \frac{\text{lecture de } W_2}{\sqrt{3}}$$

$$Q_3 = \frac{\text{lecture de } W_3}{\sqrt{3}}$$

La puissance réactive Q est donc égale à la somme des trois indications divisée par $\sqrt{3}$.

$$Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 = \frac{\text{somme des trois lectures}}{\sqrt{3}}$$

Lorsque des transformateurs de mesure sont nécessaires, il est possible de n'utiliser que deux T.C. et deux T.P. (fig. XIX-15) puisque $i_2 = -(i_1 + i_3)$ et $u_{13} = -(u_{12} + u_{23})$. Les courants sortant des bobinages-courant de W_1 et W_3 sont envoyés dans W_2 ; la tension aux bornes du bobinage-tension de W_2 est prise entre les extrémités des circuits-tension de W_1 et de W_3.

3. ERREURS DANS LES MESURES DE PUISSANCES

Les erreurs que l'on commet lors des mesures de puissance sont de trois ordres :

— Erreurs propres des wattmètres : elles sont dues notamment au déphasage du courant qui traverse le bobinage-tension par rapport à la tension u aux bornes de celui-ci ; elles sont d'autant plus faibles que le déphasage du courant dans le réseau par rapport à la d.d.p. u est faible.

— Erreurs dues à l'utilisation de transformateurs de potentiel et de transformateurs de courant : elles varient dans le même sens que les précédentes.

— Erreurs dues aux puissances consommées dans les bobinages des wattmètres. Si l'on réalise un montage amont (fig. XIX-16), la puissance consommée par le bobinage-courant s'ajoute à la puissance à mesurer. Si l'on réalise le montage aval (fig. XIX-17), c'est la puissance consommée par le bobinage-tension qui s'ajoute à cette puissance. Dans les deux cas, on commet une erreur par excès. Le premier montage est à utiliser de préférence lorsque la tension du réseau est grande et le courant faible, le second lorsque la tension est faible et le courant important.

CHAPITRE XX

LES CAPTEURS DE MESURE

1. GÉNÉRALITÉS SUR LES CAPTEURS DE MESURE

Tant au laboratoire que dans les installations industrielles, il est nécessaire de mesurer en permanence de nombreuses grandeurs physiques : position, vitesse, accélération, pression, contrainte, température, etc. Un procédé extrêmement souple est couramment utilisé : il consiste à faire correspondre une grandeur de nature électrique (tension, courant, impulsions de tension, etc) à la grandeur à mesurer. Le dispositif qui permet d'assurer cette correspondance est appelé *capteur de mesure ;* c'est souvent un élément dont une caractéristique (résistance, capacité, etc.) peut varier en fonction de cette grandeur.

Un capteur n'est jamais utilisé seul : ce n'est qu'un des éléments d'une chaîne de mesure qui doit comporter en outre un appareil indicateur (ou enregistreur) et, le plus souvent, un ensemble permettant d'obtenir une grandeur adaptée aux caractéristiques de l'appareil de mesure à partir des variations de la caractéristique utile de l'élément sensible.

Comme un appareil de mesure, un capteur (ou une chaîne de mesure) est caractérisé par sa justesse, sa fidélité, son hystérésis, son temps de réponse et sa précision (V. chap. 1, § 5.2) ; il est aussi défini par son calibre et éventuellement par les surcharges qu'il peut subir sans dommage. La *résolution d'un capteur* est la plus petite variation de la grandeur à mesurer qu'il permet de déceler ; plus cette variation est faible, plus la résolution du capteur est grande.

On cherche souvent à réaliser des chaînes de mesure telles que la grandeur de sortie soit une fonction linéaire de la grandeur à mesurer. Dans le cas où le capteur est sensiblement linéaire, on caractérise sa linéarité par l'écart maximal entre la valeur de la grandeur de sortie réelle et celle que délivrerait un capteur idéal qui serait parfaitement linéaire (fig. XX-1). Souvent il est commode de caractériser cette linéarité au moyen du rapport de l'écart maximal et du calibre du capteur. Le nombre correspondant est un nombre abstrait, exprimé en centièmes (0,1 %, par exemple). La *sensibilité σ d'un capteur* est la valeur du rapport

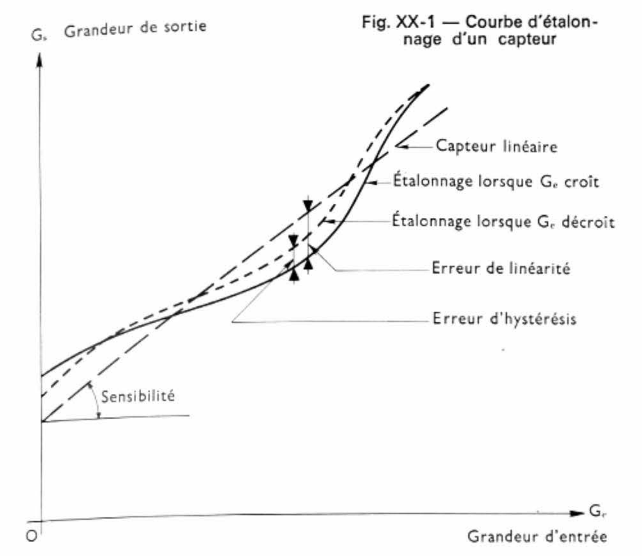


Fig. XX-1 — Courbe d'étalonnage d'un capteur

de la variation dG_s de la grandeur de sortie et de la variation dx de la grandeur physique x à mesurer : $\sigma = \left(\dfrac{dG_s}{dx}\right)$.

L'utilisation de capteurs de mesure est de plus en plus répandue et leur nombre est très important. Il est impossible de les décrire tous en détail et on limitera cette étude à quelques capteurs parmi les plus caractéristiques et les plus courants; ils seront classés en tenant compte de la grandeur physique qu'ils permettent de mesurer. Comme on l'a vu avec les appareils de mesure, on rencontrera ici aussi des capteurs pouvant délivrer soit une information analogique, soit une information numérique.

2. CAPTEURS DE POSITION ANGULAIRE

2.1. Potentiomètres. — Sur l'axe de la pièce dont on veut connaître la position angulaire, on couple mécaniquement l'axe d'un potentiomètre alimenté par une source auxiliaire. La valeur de la résistance R comprise entre le curseur et une extrémité du potentiomètre (fig. XX-2), varie avec la position angulaire du curseur selon une loi déterminée. On peut donc établir une relation entre la grandeur de sortie qui est la tension aux bornes de la résistance R et la grandeur d'entrée θ.

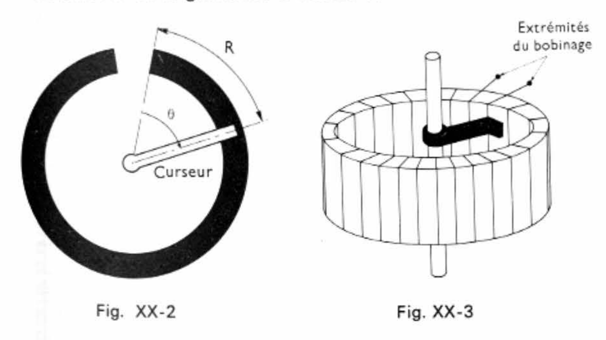


Fig. XX-2 Fig. XX-3

De nombreuses sortes de potentiomètres sont réalisées. Les *potentiomètres bobinés* (fig. XX-3) ont une résolution au mieux égale à un déplacement angulaire correspondant au passage du curseur d'une spire à la suivante, ce qui est souvent insuffisant. Les potentiomètres dits à *résolution infinie* sont constitués d'un fil résistant formant une spire circulaire centrée sur l'axe du curseur. En fait, compte tenu des jeux mécaniques inévitables, la résolution ne peut être infinie, mais elle peut être très grande, par exemple $36 \cdot 10^{-3}$ ou même $3{,}6 \cdot 10^{-3}$ degré. La sensibilité d'un tel potentiomètre, qui est la valeur du rapport $\dfrac{\Delta R}{\Delta \theta}$ (la variation ΔR de la résistance mesurée correspond à la variation $\Delta\theta$ de l'angle de rotation du curseur) peut être insuffisante et cela a conduit à réaliser des *potentiomètres à plusieurs tours*, généralement dix tours. Le fil résistant est enroulé en hélice (fig. XX-4) ; le curseur se déplace en tournant autour de l'axe de l'hélice en même temps qu'il glisse le long de cet axe. Des potentiomètres de ce modèle peuvent avoir une linéarité aussi bonne que 0,1 % et la résolution peut atteindre 0,002 % de la course angulaire totale.

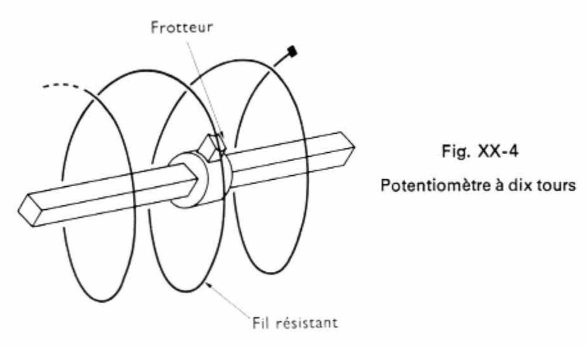


Fig. XX-4
Potentiomètre à dix tours

Un capteur de position angulaire à potentiomètre peut être branché selon le schéma de la figure XX-5 a.

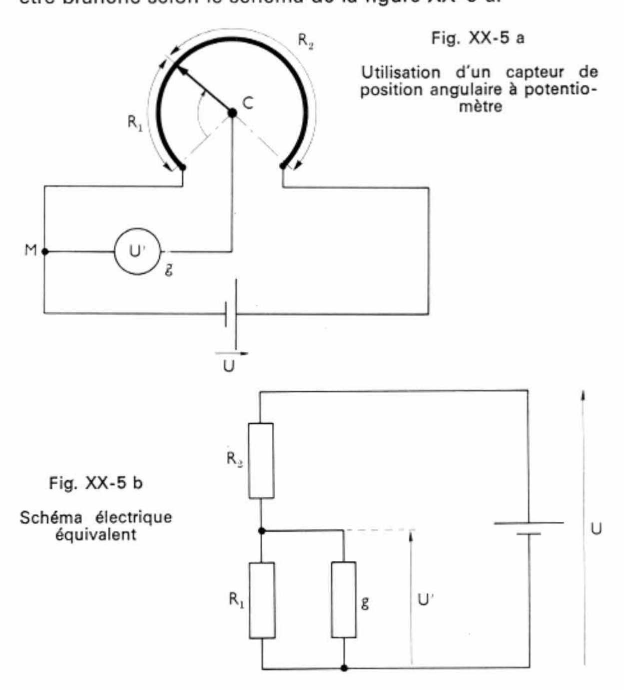


Fig. XX-5 a
Utilisation d'un capteur de position angulaire à potentiomètre

Fig. XX-5 b
Schéma électrique équivalent

Si l'on appelle R_1 et R_2 les valeurs des portions de résistance limitées par le curseur et les extrémités du potentiomètre, R la valeur de la résistance totale et g la valeur de la résistance interne de l'appareil de mesure, on peut calculer la tension de sortie U' (tension mesurée) en fonction de la tension d'alimentation U (fig. XX-5 b) :

$$U' = U \frac{R_1 g}{R_1 R_2 + g\,R}$$

Si l'on suppose que R_1 est une fonction linéaire de θ ($R_1 = k\theta$), la grandeur de sortie U' n'est une fonction linéaire de R_1 que dans la mesure où g a une valeur infinie : le circuit de mesure relié aux points C et M doit présenter une résistance infinie.

2.2. Codeurs de position angulaire. — On désigne ainsi des capteurs qui permettent de faire correspondre une information numérique à la valeur de la position angulaire d'une pièce.

Le plus simple de ces appareils comporte des pistes métalliques circulaires déposées sur un disque isolant et sur lesquelles frottent des balais conducteurs fixes. Les pistes sont alimentées en permanence par une source de tension U et leurs formes particulières permettent de porter les balais à des potentiels U ou zéro (symbolisant des bits 1 et 0) ; l'information délivrée est assimilable à un

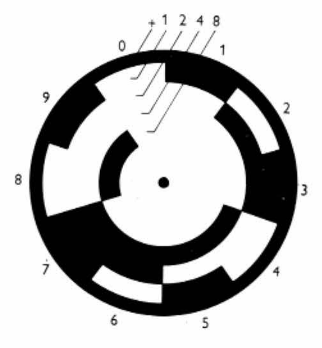


Fig. XX-6

Codeur de position angulaire à dix positions

nombre binaire caractérisant la position angulaire du disque. La résolution d'un tel codeur est très grande puisque certains disques permettent de définir 1 000 positions distinctes (parfois plus) par tour (fig. XX-6).

Le code dans lequel les nombres binaires sont exprimés peut être le code binaire pur ou le code décimal codé binaire (D.C.B.) ; généralement, on préfère utiliser un code dit réfléchi, dans lequel un seul bit change d'état à chaque déplacement angulaire unitaire du disque (V. t. 2, Automatismes, chap. 7) ; si le disque se trouve entre deux positions angulaires bien définies, on évite ainsi le risque d'obtenir une information totalement erronée.

Certains codeurs peuvent comporter plusieurs disques agencés de telle sorte que lorsque le premier, solidaire de l'axe de l'appareil a fait un tour complet, il entraîne le second d'un pas, etc.

Dans d'autres codeurs, pistes métalliques et balais sont remplacés par un disque opaque percé d'une série de trous. D'un côté du disque, on place une source lumineuse et de l'autre, une série de détecteurs photosensibles (V. t. 1, Électronique, chap. 20). Le couple résistant de ces codeurs peut alors être très faible, ce qui est souvent avantageux.

Les codeurs de position angulaire sont très utilisés, notamment dans la construction des tables traçantes numériques et des machines-outils à commande automatique programmée.

2.3. Transmetteurs synchrones ou synchromachines. — Une synchromachine, encore appelée selsyn, est un petit alternateur synchrone dont le stator comporte un bobinage triphasé et le rotor un bobinage monophasé (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20).

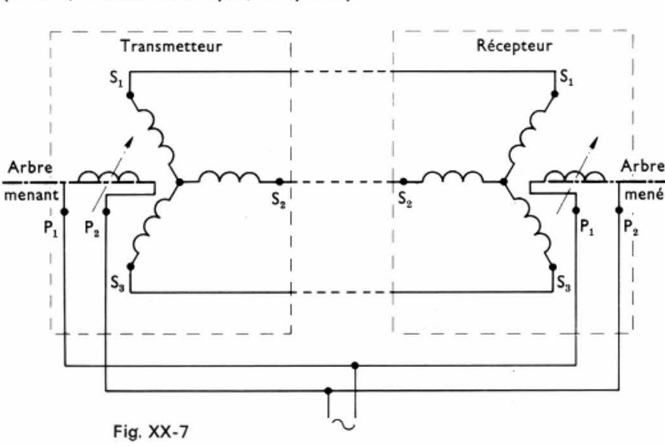


Fig. XX-7

On peut utiliser de telles machines pour transmettre à distance une position angulaire avec une grande précision. Dans ce cas, une première synchromachine, appelée *synchrotransmetteur*, est liée mécaniquement, axe à axe, à la pièce dont on veut transmettre la position ; une seconde synchromachine, appelée *synchrorécepteur*, porte une aiguille indicatrice (fig. XX-7). Les rotors des deux machines sont alimentés par la même source de tension alternative et les stators sont reliés borne à borne. Tout déplacement angulaire de l'axe du transmetteur entraîne un déplacement angulaire égal de l'axe du récepteur. Une synchromachine peut aussi jouer le rôle d'un capteur de position angulaire lorsqu'on l'utilise en *synchrotransformateur*. Dans ce cas, le montage comporte encore deux synchromachines disposées comme dans le cas précédent, mais l'enroulement rotorique de la seconde n'est pas alimenté. Le champ alternatif produit par les enroulements statoriques permet d'induire une f.é.m. alternative dans le rotor ; la tension entre les points P_1 et P_2 a une valeur efficace proportionnelle à la différence entre les positions angulaires des arbres menant et mené.

3. CAPTEURS DE POSITION LINÉAIRE

3.1. Utilisation de capteurs de position angulaire. — À l'aide de systèmes à câbles ou à crémaillères, il est très facile de transformer un déplacement linéaire en déplacement angulaire et l'on peut donc utiliser tout capteur de position angulaire pour mesurer une position linéaire. Cependant, certains appareils (comme les potentiomètres linéaires), sont spécifiquement destinés à mesurer une position linéaire ; leur course est généralement limitée à une dizaine de centimètres.

3.2. Capteurs à transformateurs différentiels. — Un transformateur différentiel est constitué d'un bobinage primaire de part et d'autre duquel se trouvent deux bobinages secondaires identiques centrés sur le même axe. Un noyau magnétique, de longueur égale à la somme de la longueur du primaire augmentée de la longueur d'un secondaire, peut se déplacer selon l'axe commun à ces trois bobinages (fig. XX-8).

Le primaire est alimenté par une source de tension alternative. Lorsque le noyau mobile se trouve placé symétriquement par rapport aux deux secondaires, les tensions à leurs bornes sont égales et opposées. Au contraire, si le noyau se déplace d'une longueur *dl* vers l'un des secondaires, la tension aux bornes de celui-ci va augmenter du fait que le flux d'induction qui le traverse augmente. En même temps, la tension aux bornes de l'autre secondaire va diminuer de la même quantité, le flux d'induction qui le traverse ayant diminué d'autant. La tension aux bornes du circuit constitué par les deux secondaires, branchés de façon que les f.é.m. induites soient en opposition, est une fonction linéaire du déplacement *dl* dans la mesure où celui-ci est inférieur aux limites fixées par construction ; elle est nulle si le noyau est placé symétriquement par rapport aux deux secondaires.

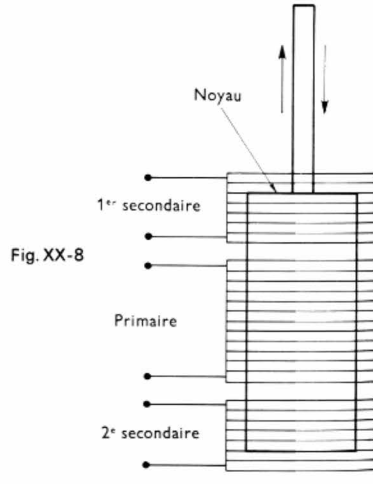


Fig. XX-8

Les tensions délivrées par les secondaires sont généralement redressées avant mise en opposition afin d'obtenir que la tension de sortie de la chaîne de mesure soit une tension continue fonction linéaire d'une position linéaire (fig. XX-9). On prévoit souvent un circuit de compensation de température et un circuit de réglage de zéro. La tension de sortie étant fonction de la tension d'alimentation, celle-ci doit avoir une valeur efficace et une fréquence constantes.

La course de ces capteurs de déplacement linéaire peut atteindre quelques dizaines de centimètres mais, dans certains cas, elle est limitée à quelques millimètres. Leur

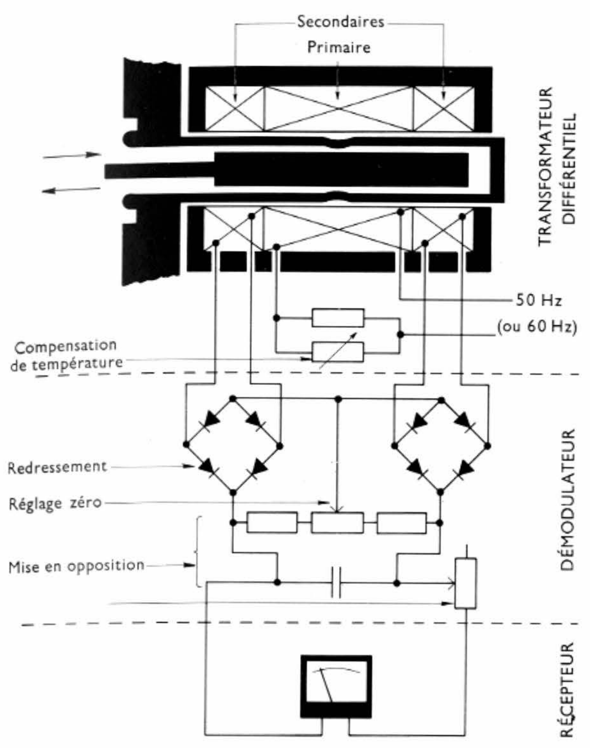


Fig. XX-9 — Principe du transformateur différentiel (*ACB*)

précision peut être de 0,2 %, l'écart de linéarité est du même ordre de grandeur et leur résolution est théoriquement infinie.

3.3. Capteurs à variation de mutuelle induction. — Ces capteurs comportent deux transformateurs dont les circuits magnétiques sont constitués de deux parties symétriques fixes et d'une pièce mobile commune (fig. XX-10).

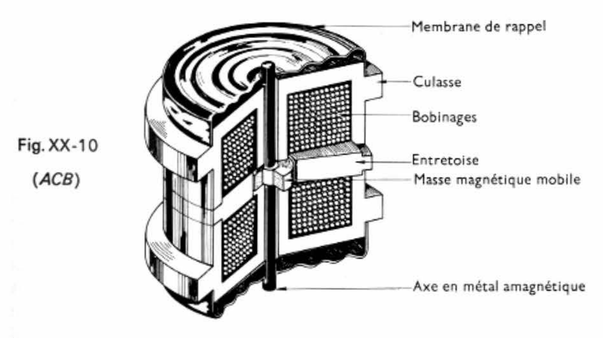


Fig. XX-10 (*ACB*)

Le mouvement de cette pièce entraîne des modifications de sens inverses pour les réluctances des deux circuits magnétiques. Les inductances des primaires et les coefficients de mutuelle induction primaire-secondaire varient donc lorsque la pièce mobile est déplacée dans un sens pour l'un des transformateurs, en sens inverse pour l'autre. Les deux primaires branchés en série sont alimentés sous une tension alternative de valeur efficace constante ; la tension aux bornes du circuit comportant les deux secondaires branchés en opposition est une fonction linéaire de la position de la pièce mobile (fig. XX-11).

Ces capteurs de déplacement linéaire ont généralement une course très faible parfois quelques micromètres seulement leur linéarité peut être de quelques millièmes et leur précision est proche de 1 %. La faible masse des parties mobiles autorise le fonctionnement à de grandes vitesses de déplacement.

D'autres capteurs, d'un type très voisin, ne comportent qu'un transformateur et la partie mobile est constituée par la pièce même dont on veut mesurer le déplacement (bien sûr, il faut que celle-ci soit en métal magnétique).

3.4. Capteurs capacitifs. — Un condensateur, dont une armature est fixe, l'autre étant solidaire de la pièce dont on veut mesurer le déplacement, constitue un capteur capacitif. On peut mesurer directement la capacité du condensateur ainsi constitué à l'aide d'un pont d'impédances par exemple ; on préfère généralement mesurer les variations de capacité en incorporant ce capteur dans un circuit résonnant alimenté par une source alternative. Dans ce cas, la grandeur de sortie du capteur est la tension aux bornes d'un des éléments du circuit. Un autre procédé consiste à utiliser le condensateur comme élément d'accord d'un oscillateur dont on mesure la fréquence ; la grandeur de sortie de la chaîne de mesure est alors la fréquence qui est fonction linéaire de la position de l'armature mobile.

Le déplacement que l'on peut mesurer avec un tel capteur est généralement très faible, mais la réponse dynamique peut être excellente d'autant que l'armature mobile peut être constituée par la pièce elle-même dont on veut mesurer le déplacement.

4. CAPTEURS DE FORCES

4.1. Appareils utilisant un capteur de déplacement. — Un capteur de force comporte généralement une pièce métallique dont on mesure les déformations lorsqu'elle est soumise à la grandeur à mesurer. Cette pièce est calculée de telle sorte qu'elle fonctionne dans son domaine d'élasticité afin que l'appareil soit fidèle. Ce peut être un ressort hélicoïdal, une lame de ressort travaillant en flexion, une membrane, une pièce massive travaillant en compression ou en traction, etc. Dans tous les cas, on peut mesurer la déformation à l'aide d'un capteur de déplacement de l'un des types décrits ci-dessus.

4.2. Jauges de contraintes. — Un fil résistant déformable de longueur l, de section s et de résistivité ρ, présente une résistance R donnée par l'expression suivante :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

Si l'on applique une force F à l'extrémité de ce fil et si l'autre extrémité est fixe, il s'allonge d'une quantité dl et sa section diminue d'une quantité ds. La valeur de sa résistance varie donc d'une quantité dR telle que :

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} - \frac{ds}{s}$$

En fait, les variations de longueur et de section sont liées

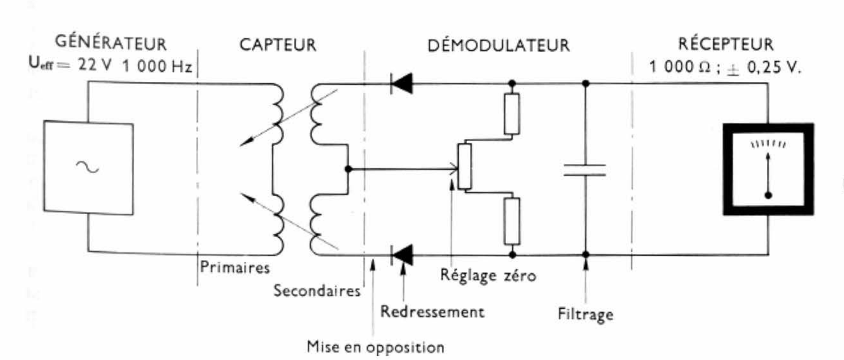


Fig. XX-11

Utilisation d'un capteur à variation de mutuelle induction (*ACB*)

entre elles et, pratiquement, les variations relatives de résistance et de longueur sont proportionnelles :

$$\frac{dR}{R} = k\,\frac{dl}{l}$$

Le nombre k est appelé le coefficient de la jauge ; le terme $\frac{dl}{l}$ est généralement exprimé en micromètres par mètre (appelé microdéformation).

Les jauges de contraintes sont réalisées en déposant un fil résistant très fin et replié plusieurs fois sur lui-même sur un support fin et déformable (fig. XX-12). Les jauges

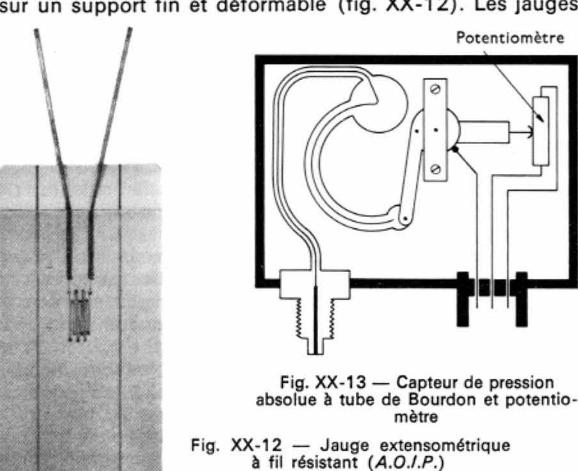


Fig. XX-13 — Capteur de pression absolue à tube de Bourdon et potentiomètre

Fig. XX-12 — Jauge extensométrique à fil résistant (*A.O.I.P.*)

sont collées sur les pièces dont on veut connaître les déformations (elles permettent de calculer les contraintes qui se développent dans ces pièces). Comme avec une jauge unique on ne peut mesurer que des déformations selon un seul axe, on construit des jauges comportant, sur un même support, deux ou trois fils disposés selon des axes rectangulaires ou à 120°.

Toute variation de température entraîne une variation des dimensions de la pièce sur laquelle la jauge est collée et, pour que la valeur R de la résistance ne varie pas lorsqu'aucun effort n'est exercé sur la pièce, il faut que le coefficient de dilatation linéaire du métal résistant soit égal à celui du corps constituant la pièce-support. On trouve des jauges dites compensées, et ce, pour différents métaux. Cette compensation étant réalisée, il faut tenir compte aussi des variations de la résistivité ρ en fonction de la température ; on s'affranchit de ces variations en utilisant plusieurs jauges montées en pont, de telle sorte que les effets de température s'annulent.

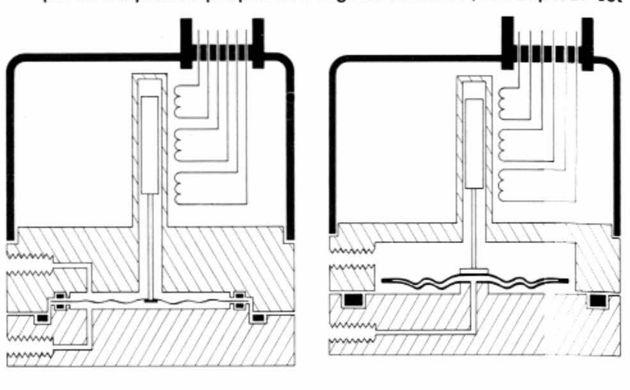
La résistance d'une jauge est souvent voisine d'une centaine d'ohms. À l'aide de ponts dits *ponts d'extensométrie*, il est possible de mesurer des déformations de 1 μm/m.

Les jauges de contraintes sont très utilisées, tant pour la mesure directe des efforts qui se développent dans une structure mécanique que dans la fabrication de capteurs de types variés.

5. CAPTEURS DE PRESSION

5.1. Généralités. — Qu'il soit destiné à la mesure d'une pression relative, ou absolue, ou différentielle, un capteur de pression est essentiellement constitué d'un organe mécanique qui se déforme sous l'action des pressions à mesurer. Ce peut être une membrane, une capsule ou un tube de Bourdon. La déformation de cet organe sensible est traduite sous forme électrique par un capteur de déplacement linéaire ou angulaire ou par un capteur de contraintes.

L'ensemble de l'organe sensible et de l'organe qui en mesure les déformations est placé à l'intérieur d'un boîtier constituant une enceinte étanche. Celle-ci doit être suffisamment résistante mécaniquement pour ne pas se déformer lorsqu'elle est soumise à la pression de service. L'organe sensible, qui doit présenter d'excellentes qualités mécaniques, est souvent réalisé en bronze au béryllium, en acier inoxydable, parfois même en quartz. Ce dernier matériau présente, en effet, une hystérésis mécanique extrêmement faible tout en ayant des propriétés mécaniques très stables vis-à-vis des variations de température ; cependant, les capteurs à tubes de Bourdon (fig. XX-13) en quartz ne sont utilisés que pour réaliser des appareils de qualité exceptionnelle. Les variations de pression entraînant les variations de volume de chambres de mesure, celles-ci doivent être aussi faibles que possible afin de ne pas perturber la grandeur à mesurer. La fréquence maximale des variations de pression que le capteur permet de déceler est limitée par la fréquence propre de l'organe sensible ; un capteur est



Capteur de pression différentielle à membrane et transformateur différentiel

(En haut à droite) : Capteur de pression différentielle à capsule et transformateur différentiel

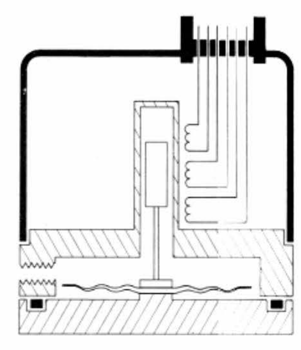


Fig. XX-14

Capteur de pression absolue à capsule et transformateur différentiel

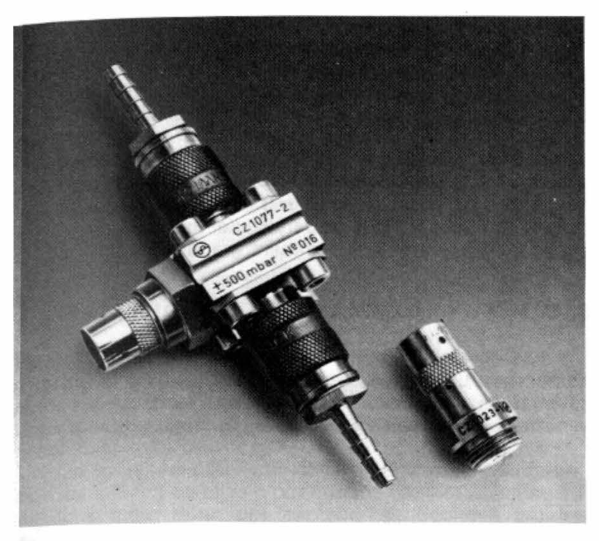
utilisable pour mesurer des pressions variables dans le temps lorsque ses caractéristiques de réponse en fonction de la fréquence sont connues.

5.2. Réalisation des capteurs de pression. — Les capteurs les plus courants ont un élément sensible constitué par une membrane ; le plus souvent, celle-ci entraîne le curseur d'un petit potentiomètre. Ces capteurs sont d'un emploi très commode, mais ils présentent l'inconvénient de nécessiter une déformation importante de la membrane car la course du curseur du potentiomètre doit être assez grande pour obtenir une bonne résolution. Celle-ci est généralement proche d'une fraction égale à 0,3 % du calibre. La classe de précision de ces appareils industriels est généralement comprise entre 0,5 et 1 pour des calibres compris entre quelques dizaines de millibars et quelques dizaines de bars.

Les capteurs de pression à transformateurs différentiels (fig. XX-14) ou à variation de mutuelle induction, présentent l'avantage de ne posséder aucune pièce à frottement mécanique. Leur résolution est théoriquement infinie et les déformations de la membrane peuvent être très faibles du fait de la grande sensibilité de l'organe de conversion.

Dans certains cas, des capteurs de pression sont réalisés en collant des jauges de contrainte directement sur la membrane. On peut obtenir ainsi des appareils possédant une grande sensibilité, une grande résolution, mais ayant le plus souvent une importante dérive en fonction de la température.

Des capteurs de pression comportent une membrane en matériau piézoélectrique qui présente la propriété de se polariser électriquement lorsqu'il est soumis à des efforts



Capteur de pression piézoélectrique (*Compteurs Schlumberger*)

de sens déterminés. Le quartz, la céramique piézoélectrique généralement à base de titanate de baryum ou de zirconate et de titanate de plomb, ou encore les sels de Seignette sont couramment utilisés. Les faces de la membrane sont métallisées et elles servent à recueillir l'électricité engendrée lors de la mesure. La quantité d'électricité apparue est proportionnelle aux efforts qui sont appliqués à la membrane. On réalise ainsi des capteurs de pressions rapidement variables dans le temps; la bande passante est généralement comprise entre une fraction d'hertz et quelques kilohertz. Ils nécessitent néanmoins une chaîne de mesure complexe pour détecter et amplifier les faibles signaux délivrés par la membrane piézoélectrique.

Remarque : Les capteurs dits « à balance de forces » qui sont parfois utilisés, sont en fait de véritables organes asservis : la pression à mesurer est opposée à une pression auxiliaire qu'une chaîne d'asservissement fait varier jusqu'à réaliser l'égalité des deux pressions. La valeur de la pression auxiliaire est relevée après cette opération. Ces appareils sortent du cadre de cet exposé et ils ne répondent pas à la définition adoptée.

6. CAPTEURS DE VITESSES ANGULAIRES

6.1. Dynamo tachymétrique. — C'est une très petite génératrice dont l'inducteur est constitué par des aimants permanents (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20). Si cette machine fonctionne à faible charge, la relation entre la tension à ses bornes et la vitesse de rotation peut être considérée comme linéaire à moins de 1 % près. L'inconvénient majeur de ces capteurs est de fournir un courant continu perturbé par des signaux parasites. Ceux dus à la commutation peuvent être éliminés au moyen d'un filtre passe-bas (V. t. 1, Électronique, chap. 12). En revanche, la modulation du signal de sortie à des fréquences relativement basses (due à des dissymétries mécaniques) est beaucoup plus difficile à supprimer car les signaux parasites ont des fréquences voisines de celles des variations de vitesse que l'on cherche à mesurer.

6.2. Génératrice tachymétrique asynchrone. — C'est une petite machine asynchrone diphasée dont le rotor est constitué par une cloche en cuivre. Le moment d'inertie de cette machine est donc très faible. L'une des phases du stator est alimentée par une source alternative, généralement à 50 ou à 400 Hz. Dans une très large gamme de vitesses (du fait de la faible inertie du rotor, ces machines peuvent tourner à des vitesses atteignant 15 000 tours par minute), la tension qui apparaît aux bornes du deuxième enroulement statorique a la même fréquence que celle de la source d'alimentation et son amplitude est proportionnelle à la vitesse de rotation. La linéarité de ces capteurs peut être supérieure à 1 %.

6.3. Alternateur tachymétrique. — Un alternateur tachymétrique est un petit alternateur, le plus souvent monophasé, dont l'inducteur est un aimant permanent. La tension et la fréquence du signal engendré sont toutes deux proportionnelles à la vitesse. La fréquence, qui est rigoureusement proportionnelle à la vitesse de rotation, constitue souvent la grandeur de sortie du capteur.

6.4. Capteurs photoélectriques. — Dans ces capteurs, on utilise un dispositif photoélectrique (V. t. 1, Électronique, chap. 20) pour détecter un rayon lumineux. Par exemple, la source lumineuse éclaire le détecteur photoélectrique, généralement une photodiode, à travers une roue à trous entraînée par l'arbre dont on veut mesurer la vitesse (fig. XX-15). Si la roue comporte p trous et si elle effectue n tours par seconde, le détecteur est éclairé np fois par seconde. Il suffit donc de compter ce nombre np d'impulsions délivrées par la photodiode en une seconde pour connaître la vitesse angulaire de la roue $\omega = 2\pi n$.

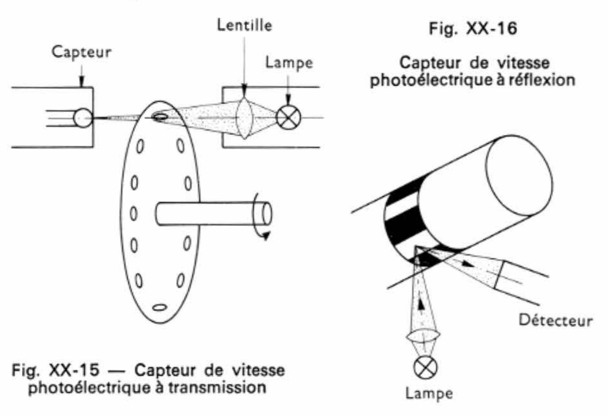


Fig. XX-15 — Capteur de vitesse photoélectrique à transmission

Fig. XX-16 Capteur de vitesse photoélectrique à réflexion

Si l'arbre est muni sur sa périphérie de surfaces alternativement absorbantes et réfléchissantes, la photodiode peut être éclairée par réflexion (fig. XX-16). Une impulsion est donc enregistrée chaque fois qu'une surface réfléchissante est éclairée.

Ces deux capteurs offrent l'avantage de ne pas modifier l'inertie des pièces en mouvement.

6.5. Dispositif à variations de réluctance. — Un circuit magnétique fixe portant un ou plusieurs bobinages l'un d'eux étant alimenté par une source alternative, est placé devant une roue dentée en métal magnétique, solidaire de la pièce en rotation dont on veut connaître la vitesse (fig. XX-17). La réluctance du circuit ainsi constitué

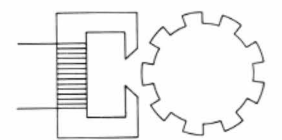


Fig. XX-17 — Capteur de vitesse à variation de réluctance

varie selon que celui-ci est fermé ou non par une des dents de la roue dentée et il se produit une modulation du ou des courants traversant les bobinages, cela à une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation de la roue. Dans certains cas, la roue dentée n'est pas utile : des boulons, présents sur les parties tournantes, servent à modifier la réluctance du circuit magnétique.

7. ACCÉLÉROMÈTRES

La mesure d'une accélération est ramenée à une mesure de pression. Un accéléromètre comporte une masse M qui est soumise à l'accélération γ à mesurer. Elle subit donc l'action d'une force d'intensité égale au produit ($M\,\gamma$) qui est appliquée à un capteur de pression (le plus souvent de type piézoélectrique) ; ce dernier fournit donc un signal électrique fonction de l'accélération γ. Suivant les calibres désirés pour le capteur, la masse peut être comprise entre quelques grammes et un kilogramme. Comme tous les appareils piézoélectriques, les accéléromètres ont une

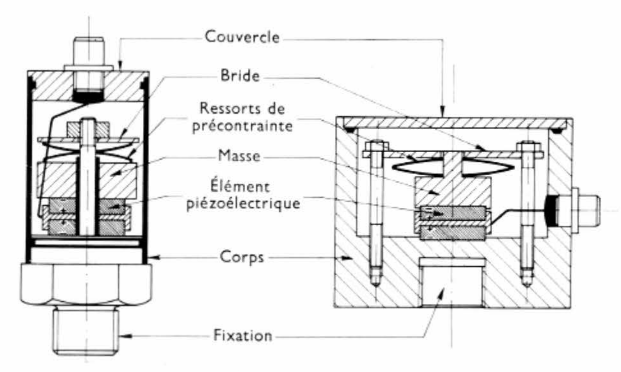


Fig. XX-18 — Accéléromètres piézoélectriques

fréquence minimale d'utilisation de quelques dizièmes de hertz et une fréquence maximale voisine de quelques dizaines de kilohertz. Les valeurs des accélérations sont généralement exprimées en multiples de l'accélération g de la pesanteur (0,1 g, 2 g, ...) (fig. XX-18).

Les accéléromètres sont très souvent utilisés pour des mesures de vibrations sur des structures mécaniques.

8. CAPTEURS DE TEMPÉRATURE

8.1. Capteurs à variation de résistance. — Ces capteurs sont simplement constitués par des résistances; la nature du matériau qui les constitue est choisie de manière à ce que cette résistance varie en fonction de la température d'une façon bien définie et reproductible. Les sondes les plus classiques sont constituées de fils de nickel, ou de platine, enroulés sur un support isolant ou déposés sur un support souple comme les fils des jauges de contraintes; dans ce cas, l'ensemble est collé sur la pièce dont on veut mesurer la température. On utilise aussi des thermistances (V. t. 1, Électronique, chap. 6) dont les coefficients de température sont négatifs et de valeurs absolues très supérieures à celles des métaux.

Ces sondes sont insérées dans un pont de mesure (V. chap. 15). Ce sont des capteurs très sensibles, mais leur inertie thermique est grande (plusieurs dizaines de secondes).

8.2. Couples thermoélectriques. — Les couples thermoélectriques (V. t. 1, Électronique, chap. 6) sont aussi employés comme capteurs de température. La nature du couple dépend du domaine de températures à mesurer:

— de — 100 à + 300 °C: couple cuivre-constantan,
— de 0 à + 900 °C: couple fer-constantan,
— de 0 à + 1 100 °C: couple chromel-alumel,
— de 0 à + 1 600 °C: couple platine-platine rhodié.

Les f.é.m. recueillies sont voisines de 10 à 50 μ V par degré Celsius.

D'un point de vue pratique, l'une des soudures est mise en contact avec le corps dont on veut mesurer la température, tandis que l'autre est soit placée en un lieu dont on mesure la température par ailleurs, soit dans une enceinte dont on maintient la température constante. Cette « source froide » peut être, par exemple, un mélange eau-glace. Un appareil très commode d'emploi permet d'obtenir ce mélange sans difficulté. Il comporte une enceinte déformable, partiellement remplie d'eau distillée et réfrigérée par une batterie à effet Peltier (V. t. 1, Électronique, chap. 6); lorsque la proportion d'eau qui se transforme en glace augmente, le volume de cette enceinte change de valeur et sa déformation entraîne l'ouverture d'un contacteur qui supprime l'alimentation électrique de l'élément à effet Peltier. Évidemment, dès que le volume a repris une valeur déterminée, l'alimentation est automatiquement rétablie. L'enceinte reste donc à une température de 0 °C sensiblement, l'écart maximal ne dépassant pas 0,001 °C.

La mesure de la f.é.m. délivrée par un thermocouple, est réalisée soit à l'aide d'un amplificateur à courant continu et d'un voltmètre, soit à l'aide d'un potentiomètre (V. chap. 14).

Les couples thermoélectriques sont utilisés en très grand nombre dans l'industrie. Ils offrent l'avantage d'être de petite taille tout en étant robustes, précis et fidèles. Cependant, le câblage impose de prendre des précautions: les fils, constituant le couple lui-même, ne doivent être prolongés qu'avec un câble spécial appelé *câble de compensation*, afin que les f.é.m. aux soudures avec les deux fils du couple soient exactement les mêmes. De plus, il faut faire très attention à ne pas introduire de f.é.m. de contacts dans le circuit et à utiliser des appareils de mesures ayant des impédances d'entrée suffisamment grandes, etc.

9. CAPTEURS DE DÉBITS DE FLUIDES

9.1. Organes déprimogènes. — Dans les capteurs comportant un organe déprimogène, on utilise le fait qu'il se produit une perte de charge dans le circuit dont on veut mesurer le débit (fig. XX-19). On montre que la différence de pression mesurée entre l'amont et l'aval de la perte de charge est fonction du débit de fluide. Un capteur de pression différentielle traduit cette différence de pression en une grandeur électrique. Les organes déprimogènes les plus utilisés sont le diaphragme, le tube de Venturi, le tube de Pitot et la tuyère. Ils permettent de réaliser un grand nombre de mesures industrielles dans des conduites en charge avec une précision voisine de 1 %.

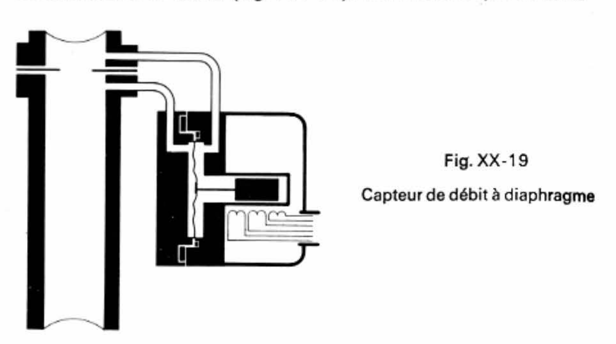


Fig. XX-19

Capteur de débit à diaphragme

9.2. Hélices - turbines - moulinets. — Ces appareils, diversement nommés suivant leur utilisation, sont équipés d'une pièce qui porte un certain nombre de pales et qui peut tourner librement autour d'un axe. Placée dans un fluide en mouvement, cette pièce tourne avec une vitesse proportionnelle à la vitesse du fluide, donc au débit si le fluide est incompressible dans les conditions de mesure.

Souvent, chaque pale du rotor est munie d'une petite masse magnétique et, à chaque passage devant une petite bobine fixe, cette masse permet d'induire un signal électrique qui peut constituer le signal de sortie du capteur.

Ces appareils permettent de mesurer des débits avec une précision voisine de 1 %. Ils sont utilisables aussi bien dans les conduites en charge que dans des écoulements à surface libre. Il faut noter cependant qu'il est nécessaire de connaître la distribution des vitesses dans la section de mesure, cette distribution n'étant jamais uniforme. Dans les écoulements de grandes sections, il faut disposer un nombre important de capteurs.

9.3. Tuyère électromagnétique. — Ce type de capteurs ne peut être utilisé que pour la mesure des débits de liquides dont la résistivité est suffisamment faible (fig. XX-20). Un champ magnétique est créé perpendiculairement à l'axe de déplacement du liquide qui est assimilable à un conducteur en mouvement; une f.é.m. e apparaît entre deux électrodes fixes situées de part et d'autre de la veine fluide sur un axe perpendiculaire au champ magnétique (loi de Lenz. V. t. 1, Électricité, chap. 25). Cette f.é.m. est proportionnelle à la vitesse du fluide donc, pour une section de passage constante, proportionnelle au débit.

De tels appareils sont commercialisés, mais leur emploi nécessite un étalonnage soigné (fonction de la résistivité du fluide) et de grandes précautions d'installation et d'entretien. Ils sont en effet sensibles aux champs magnétiques extérieurs et les électrodes doivent être particulière-

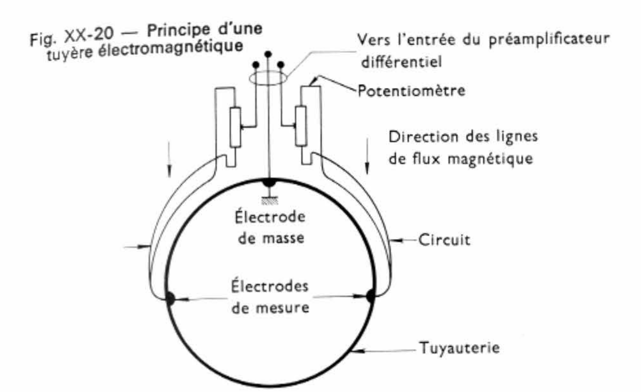


Fig. XX-20 — Principe d'une tuyère électromagnétique

ment soignées afin que leurs qualités électriques ne varient pas en fonction du temps et qu'il ne se produise pas une polarisation.

Un avantage essentiel des tuyères électromagnétiques réside dans le fait qu'elles n'ont aucune inertie mécanique ; elles constituent donc des capteurs de débits à bande passante élevée, ce qui n'est le cas d'aucun des autres capteurs de débits décrits ci-dessus.

10. MESURE DE NIVEAUX DANS LES LIQUIDES

10.1. Systèmes à flotteurs. — Leur principe de fonctionnement est simple : un flotteur entraîne un capteur de déplacements linéaires ou angulaires. Leur conception est cependant délicate, car, d'une part, le couple moteur que doit fournir le flotteur doit être faible afin que la ligne de flottaison ne varie pas et, d'autre part, le système de transmission entre le flotteur et le capteur est difficile à réaliser si les variations du niveau à mesurer sont très grandes (plusieurs mètres). Parfois, un moteur entraînant le câble auquel est accroché le flotteur, est asservi de manière à conserver constante la tension sur le câble.

10.2. Systèmes électropneumatiques. — Dans ces dispositifs on mesure la pression statique exercée par une colonne de liquide (fig. XX-21 a et b). Un tube immergé dans le liquide est maintenu vide de liquide par une purge continue d'air. Si le débit d'air de balayage est faible, la pression qui règne dans le tube est égale à celle due à la pression statique du liquide à l'extérieur du tube et il suffit de la mesurer à l'aide d'un capteur de pression.

10.3. Systèmes à contacts. — Lorsque le liquide est conducteur, il est possible d'asservir une électrode à rester en contact avec la surface du liquide. Une tension est appliquée entre l'électrode et le liquide : en cas de contact, un courant traverse le circuit et le moteur remonte l'électrode ; inversement, en l'absence de contact, le moteur descend celle-ci. Ce système simple est assez peu précis du fait du ménisque qui se produit autour de l'électrode. En faisant vibrer l'électrode suivant un axe vertical et en lui imposant une position telle que le courant dans le circuit conserve une valeur moyenne constante, il est cependant possible de mesurer des niveaux de liquides à moins de 0,1 mm près.

10.4. Systèmes à ultrasons. — Leur principe est celui des sonars (V. t. 2, Ultrasons). Une céramique piézo-

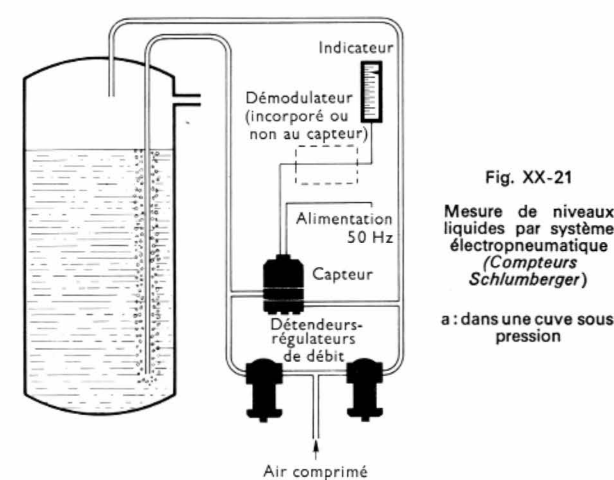
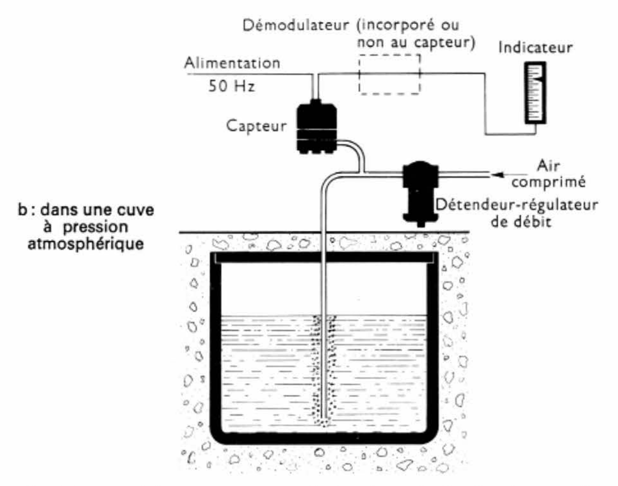


Fig. XX-21

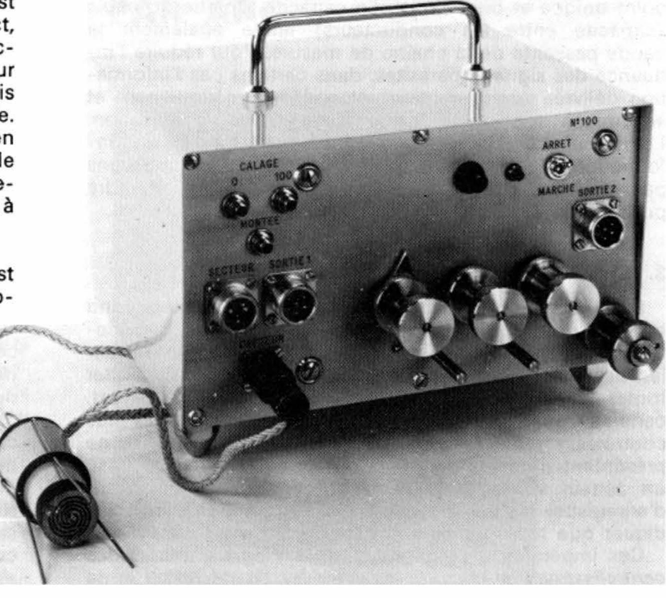
Mesure de niveaux liquides par système électropneumatique *(Compteurs Schlumberger)*

a : dans une cuve sous pression



b : dans une cuve à pression atmosphérique

électrique est immergée dans le liquide et elle émet un train d'ondes ultrasonores en direction de la surface ; après réflexion sur cette surface, celui-ci revient sur la même céramique qui sert alors de récepteur. Le temps de propagation du train d'ondes est proportionnel à la hauteur de liquide au-dessus de la céramique. La précision de mesure peut être excellente ; elle est essentiellement fonction de la longueur d'onde du signal ultrasonore.



Ensemble de mesure de niveaux à pointe vibrante *(É.D.F.)*

CHAPITRE XXI

LA MESURE DANS L'INDUSTRIE

1. LES PROBLÈMES PARTICULIERS

Au cours des chapitres précédents, un grand nombre d'appareils de mesure et de capteurs ont été décrits et cette liste, déjà longue, est pourtant loin d'être exhaustive. Ces différents appareils, s'ils sont bien adaptés aux mesurages des grandeurs physiques, ne peuvent cependant pas faire partie des nombreuses chaînes de mesures nécessaires à la surveillance et à la conduite des processus industriels sans que des précautions particulières soient prises. Dans une ambiance industrielle, les conditions de fonctionnement des appareils sont beaucoup plus sévères que dans un laboratoire : la distance entre le capteur et l'indicateur peut être très grande, l'environnement peut être défavorable (température ambiante élevée, vibrations, parasites électromagnétiques, etc.). Le nombre de mesurages étant très grand, fiabilité et maintenabilité des matériels (V. § 4), précision, temps de réponse, sont autant de facteurs importants.

2. IMPLANTATION DU MATÉRIEL-ENVIRONNEMENT

Sans vouloir entrer dans le détail des règles d'installation, il est nécessaire de bien mettre en évidence quelques idées essentielles concernant les conditions d'utilisation du matériel. Par exemple, il est important de savoir qu'il est très difficile de transmettre une information électrique à une distance importante sans la modifier. Ainsi, un capteur délivrant un signal sous forme d'une tension continue de faibles valeurs (quelques microvolts ou quelques millivolts) ne peut actionner directement un appareil de lecture ou d'enregistrement situé à grande distance. En effet, le câble de liaison présente obligatoirement une certaine résistance et il produit une chute de tension puisqu'il est traversé par le courant consommé par l'appareil de lecture ; il faut, soit tenir compte de cette atténuation, soit utiliser un amplificateur ou un transmetteur pouvant fournir un courant proportionnel au signal utile.

Par ailleurs, ce même câble, cheminant dans une installation comportant des moteurs, des contacteurs, des câbles de puissance, par couplage capacitif ou (et) inductif peut être traversé par des courants parasites susceptibles de modifier l'information. Généralement, il faut utiliser des câbles blindés et le blindage doit être réuni à la terre en un point unique et bien choisi. La capacité répartie du câble (capacité entre les conducteurs) limite également la bande passante de la chaîne de mesure. Pour réduire l'influence des signaux parasites, dans certains cas l'information délivrée par le capteur est codée numériquement et acheminée sous cette forme jusqu'au lieu d'utilisation. Les impulsions peuvent être légèrement modifiées, l'information n'est pas changée ; seules, les « impulsions parasites » induites dans le câble de liaison sont à craindre puisqu'elles peuvent être confondues avec un bit utile.

3. CENTRALISATION DES MESURES

Dans une grande installation industrielle, un très grand nombre de mesurages doit être réalisé, mais généralement, un personnel peu nombreux est appelé à en utiliser les résultats. Il n'est donc pas toujours nécessaire d'afficher toutes les valeurs mesurées simultanément. D'autre part, certains résultats de mesures ne sont utilisés que pour des contrôles a posteriori, pour des bilans ou, encore, ils ne présentent d'intérêt que si la grandeur mesurée dépasse un certain seuil ; dans ce dernier cas, il suffit souvent d'enregistrer les valeurs prises par les grandeurs ou d'indiquer que telle grandeur a dépassé un seuil d'alarme.

Ces impératifs d'exploitation ont conduit à utiliser des *centralisateurs de mesures* ou *centrales de mesures* (ou de données) généralement constitués par une batterie de relais, auxquels aboutissent les câbles provenant des capteurs. Une horloge excite les relais l'un après l'autre afin que chaque capteur soit successivement connecté à un amplificateur suivi d'un appareil de mesure, généralement un appareil numérique. Les résultats sont alors enregistrés sur une machine imprimante avec l'adresse de la voie correspondante. Dans des systèmes plus élaborés, l'ordre de scrutation des voies est sous la dépendance d'un calculateur qui est aussi utilisé pour des calculs de linéarisation, de mises à l'échelle ou de toute autre nature ; les résultats sont restitués sur une imprimante ou comparés à des seuils prédéterminés et un signal d'alarme est déclenché si un seuil est dépassé. Ces appareils permettent de centraliser plusieurs centaines de mesures.

Dans les installations industrielles, à côté des résultats de mesures, de nombreux signaux « tout ou rien » (délivrés par exemple par des contacteurs de fin de course, des pressiostats, des thermocontacteurs, etc.) doivent être relevés. À cet effet, des appareils, appelés *consignateurs d'états*, ont été construits pour enregistrer les changements d'états de tels dispositifs. Un scrutateur permet de tester périodiquement l'état de chaque organe à surveiller et de comparer son état présent à celui qu'il présentait lors de la scrutation précédente (le résultat est conservé en mémoire). S'il y a discordance entre l'état actuel et l'état précédent, le numéro de l'organe testé s'inscrit sur une machine imprimante avec un signe indiquant le sens dans lequel s'est produit le changement. Ces appareils sont généralement conçus pour surveiller plusieurs centaines d'organes « tout ou rien ».

Si le cycle de scrutation est très court et que l'appareil indique l'heure à laquelle s'est produit un changement d'état, alors il est possible de savoir dans quel ordre se sont déroulées les différentes manœuvres. Cela est très important pour connaître l'origine d'une panne, lorsqu'une avalanche de défauts se produit. La machine imprimante étant généralement trop lente pour noter les changements au moment de leur apparition, une mémoire enregistre les indications utiles et les restitue ensuite au rythme désiré. Un tel ensemble est appelé *détecteur séquentiel d'événements*.

4. CHOIX DES APPAREILS UTILISÉS DANS L'INDUSTRIE

Le choix d'un appareil de mesure dépend de la précision désirée, mais aussi de la grandeur à mesurer. Très souvent, la connaissance d'une grandeur intervenant dans un processus industriel ne nécessite qu'une précision médiocre. En effet, à quoi bon tenter de mesurer un débit à un millième près si celui-ci fluctue de $\pm$ 10 % autour de sa valeur moyenne du fait du reste de l'installation ? De même, pourquoi mesurer une température avec un appareil dont la constante de temps est inférieure à 0,1 seconde, si cette température n'évolue d'une manière significative qu'en plusieurs minutes ? Un appareil trop performant est généralement onéreux et plus fragile qu'un appareil de performances moyennes.

Cela conduit d'ailleurs à opérer le choix en tenant compte d'autres critères comme la fiabilité et la maintenabilité. La fiabilité indique le temps moyen de fonctionnement sans panne pour un appareil utilisé dans des conditions normales. La maintenabilité d'un appareillage caractérise son aptitude à être réparé plus ou moins rapidement lorsqu'il tombe en panne ; elle se mesure par la probabilité que l'on a de remettre l'appareil en état de fonctionnement en un temps donné. Ces caractéristiques sont aussi importantes que la classe de précision, la constante de temps ou l'immunité aux parasites lorsqu'il s'agit de concevoir des ensembles de mesure bien adaptés et d'un fonctionnement sûr.

ÉLECTROTHERMIE
CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE INDUSTRIEL

Dans de très nombreuses branches industrielles ou artisanales et même dans l'habitation, le chauffage électrique a des applications très étendues et qui ne cessent de croître. La plupart d'entre elles mettent en œuvre la transformation de l'énergie électrique en chaleur (effet Joule; V. t. 1, Électricité, chap. 2). On rappelle que si une résistance R est traversée par un courant continu d'intensité I et est alimentée sous tension U ($U = RI$), cet appareil dissipe en chaleur une puissance P égale à :

$$P = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

Si cette résistance est traversée par un courant alternatif d'intensité efficace I_{eff} et est soumise à une d.d.p. de valeur efficace U_{eff}, cette puissance est égale à :

$$P = RI^2_{eff} = \frac{U^2_{eff}}{R}$$

On exprime les intensités des courants en ampères, les tensions en volts et les puissances en watts.

Ce chauffage électrique peut être réalisé en utilisant le courant fourni par une source, ou bien des courants induits; d'autre part, il peut s'appliquer directement à la matière parcourue par le courant, ou indirectement (chaleur engendrée dans un four). Par ailleurs, on peut mettre en œuvre d'autres phénomènes que l'effet Joule dans les solides et liquides, à savoir : les propriétés de l'arc électrique, le phénomène d'hystérésis diélectrique dans les isolants et les propriétés des plasmas et des rayons cathodiques.

On est ainsi conduit à la classification suivante des procédés de chauffage électrique :

1° par arc (direct ou indirect) ;

2° par résistance (direct ou indirect) et par infrarouge ;

3° par induction (à fréquence basse, moyenne, haute ou très haute) ;

4° par bombardement électronique ;

5° par chalumeau à plasma ;

6° par rayonnement laser ;

7° par électro-érosion.

On étudiera dans l'ordre indiqué ces différents modes de chauffage.

CHAPITRE PREMIER
CHAUFFAGE PAR ARC

1. L'ARC ÉLECTRIQUE ET SES PROPRIÉTÉS

Un arc électrique peut être obtenu entre deux électrodes de charbon soumises à une d.d.p. convenable (fig. I-1). Quand on porte à l'incandescence l'électrode négative, on sait (V. t. 1, Électronique, chap. 3) qu'elle émet des électrons; ceux-ci, accélérés par le champ électrique (dû à la d.d.p. appliquée entre les électrodes), produisent l'ionisation par choc des molécules gazeuses se trouvant dans l'espace inter-électrodes. Les ions positifs, ainsi produits, sont soumis au champ électrique et sont attirés par la cathode; le bombardement qu'elle subit ainsi suffit pour la maintenir à l'incandescence. Par ailleurs, ces ions neutralisent le champ que l'accumulation d'électrons autour de la cathode pourrait créer (ce qui limiterait l'émission thermoélectronique).

Lorsque l'arc jaillit entre les électrodes, *la d.d.p. entre celles-ci devient faible :* l'ionisation intense de l'espace inter-électrodes a rendu cet espace brutalement très conducteur alors qu'il était isolant (ou presque) avant l'amorçage. On s'explique ainsi que :

1° *Un arc doit être préalablement amorcé* pour amener à l'incandescence un point de la cathode; le

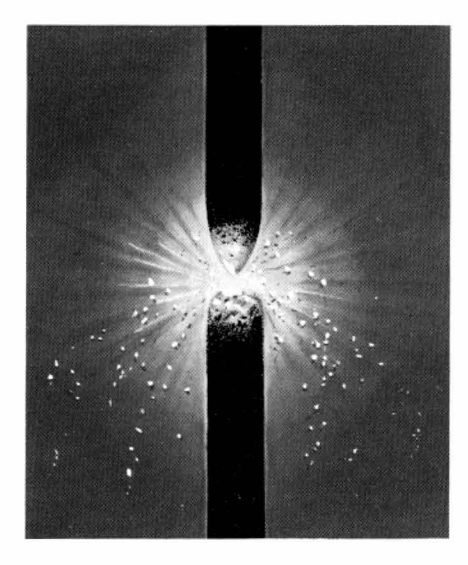


Fig. I-1

mode d'amorçage le plus simple consiste à mettre en contact les électrodes. Ce contact, toujours imparfait, présente une résistance R appréciable et, si le courant qui le traverse a une intensité I suffisante (produit RI^2 assez grand), les surfaces en contact sont portées à l'incandescence. Cela explique qu'un arc ne puisse subsister avec une cathode froide ; par exemple, avec une cathode dans l'huile, surtout si celle-ci est en cuivre (bonne conductivité thermique), le maintien de l'arc est plus difficile.

2° La décharge par arc *exige un minimum de tension et un minimum de courant.* Le minimum de tension est compris entre 10 et 20 V suivant le gaz et la distance entre les électrodes. À courant égal, quand on écarte les électrodes, la tension de l'arc s'accroît.

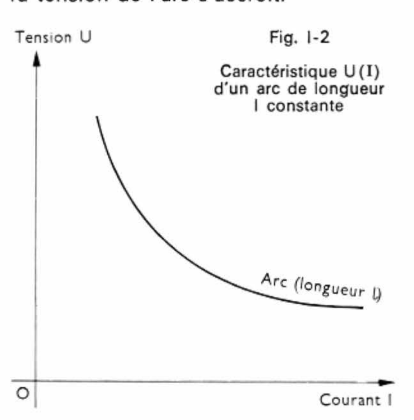


Fig. I-2

Caractéristique U(I) d'un arc de longueur l constante

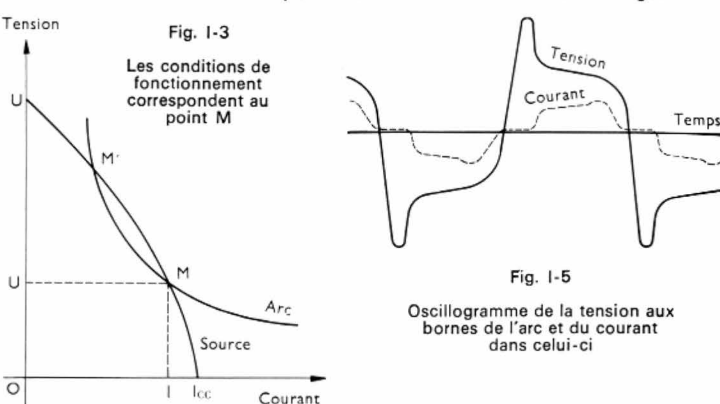


Fig. I-3

Les conditions de fonctionnement correspondent au point M

Fig. I-5

Oscillogramme de la tension aux bornes de l'arc et du courant dans celui-ci

2. CARACTÉRISTIQUES DE L'ARC. NÉCESSITÉ D'UN ÉQUIPEMENT STABILISATEUR

Contrairement à ce qui se passe avec les résistances solides et liquides, la *tension* entre les extrémités de l'arc *baisse* quand le courant augmente (fig. I-2). C'est ce qui fait dire parfois qu'un arc électrique constitue une résistance négative. La source qui alimente l'arc doit donc avoir une caractéristique *très tombante* pour deux raisons :

1° *raison de stabilité :* la figure I-3 montre que des deux points de fonctionnement possibles M et M', à la rencontre des caractéristiques $U(I)$ de la source et de l'arc, seul le point M correspond à un fonctionnement *stable* (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 3, § 1.4) ;

2° *raison de sécurité :* l'intensité du courant de court-circuit (lorsque les électrodes sont en contact) ne doit pas être très supérieure à celle du courant normal. Lorsque la source (secteur) délivre une tension *constante*, ce qui précède fait apparaître la nécessité d'interposer un *équipement stabilisateur* entre cette source et l'arc ; il donne une allure tombante à la courbe $U(I)$ de la tension U, appliquée aux électrodes, en fonction de l'intensité I du courant dans l'arc. Dans certains montages l'équipement stabilisateur est constitué par une résistance R qui crée une chute RI (fig. I-4).

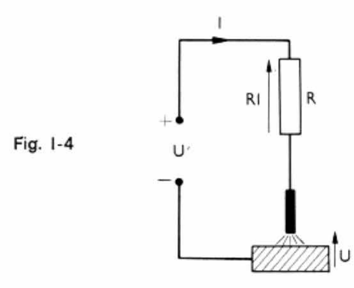
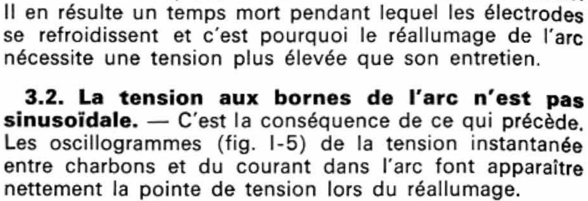


Fig. I-4

3. PARTICULARITÉS DE L'ARC À COURANT ALTERNATIF

Ce qui précède s'applique à l'arc à courant continu et à l'arc à courant alternatif, mais ce dernier présente des particularités qu'il faut souligner.



3.1. Pointe de tension nécessaire au réallumage de l'arc. — Au moment où la polarité des électrodes s'inverse, il faut que la « nouvelle » cathode soit incandescente. De plus, l'« ancienne » anode était entourée d'électrons : avant que l'arc se rallume, il faut que cet essaim d'électrons se déplace de l'ancienne à la nouvelle anode. Il en résulte un temps mort pendant lequel les électrodes se refroidissent et c'est pourquoi le réallumage de l'arc nécessite une tension plus élevée que son entretien.

3.2. La tension aux bornes de l'arc n'est pas sinusoïdale. — C'est la conséquence de ce qui précède. Les oscillogrammes (fig. I-5) de la tension instantanée entre charbons et du courant dans l'arc font apparaître nettement la pointe de tension lors du réallumage.

4. FACTEUR DE PUISSANCE PROPRE À L'ARC

Les deux courbes précédentes s'écartent beaucoup de la sinusoïde : la tension et le courant renferment de *nombreux harmoniques.* À l'harmonique d'ordre n, correspond une tension u_n de valeur efficace $U_{n\,\text{eff}}$ et un courant i_n d'intensité efficace $I_{n\,\text{eff}}$; si u_n et i_n sont déphasés d'un angle φ_n, la puissance apportée par cet harmonique est égale à $(U_{n\,\text{eff}} I_{n\,\text{eff}} \cos \varphi_n)$. La somme des puissances apportées par les harmoniques $\sum_{n=1}^{\infty} U_{n\,\text{eff}} I_{n\,\text{eff}} \cos \varphi_n$ (n désignant le rang de l'harmonique) est inférieure au produit $(U_{\text{eff}} I_{\text{eff}})$ des valeurs efficaces de la tension et du courant résultants (indiquées par un voltmètre et un ampèremètre ferromagnétiques).

On appelle *facteur de puissance propre à l'arc,* le rapport : $K = \dfrac{\Sigma\, U_{n\,\text{eff}} I_{n\,\text{eff}} \cos \varphi_n}{U_{\text{eff}} I_{\text{eff}}}$. Ce facteur de puissance dépend de l'atmosphère dans laquelle jaillit l'arc. L'expérience montre qu'il varie dans le même sens que le rapport de la puissance de l'arc au volume du four.

5. STABILISATION PAR INDUCTANCE

Quand on place une inductance L en série avec l'arc (fig. I-6), à chaque instant, la tension u' aux bornes de l'alimentation (valeur efficace U'_{eff}) est égale à la tension u aux bornes de l'arc augmentée de la chute due à l'inductance. Si l'on admet que la tension u et le courant i sont sinusoïdaux, on peut établir un diagramme vectoriel

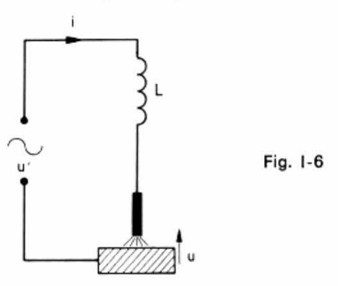


Fig. I-6

(fig. I-7) ; il faut veiller à placer le vecteur représentant la chute inductive (de module proportionnel à $L\omega I_{eff}$) décalé de $+\frac{\pi}{2}$ rad par rapport à celui qui figure le courant

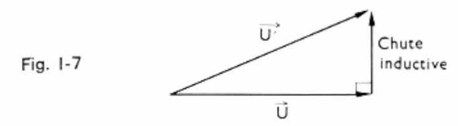


Fig. I-7

(de module proportionnel à I_{eff}). On voit que l'on peut écrire la relation suivante :

$$(U'_{eff})^2 = (U_{eff})^2 + (L\omega\, I_{eff})^2,$$

ou en divisant par le nombre $(U'_{eff})^2$:

$$1 = \left(\frac{U_{eff}}{U'_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{L\omega\, I_{eff}}{U'_{eff}}\right)^2$$

On remarque que le rapport $\frac{U'_{eff}}{L\omega}$ représente la valeur efficace du courant de court-circuit $I_{cc\,eff}$ dans le circuit arc-inductance, cette équation s'écrit :

$$\left(\frac{U_{eff}}{U'_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{I_{eff}}{I_{cc\,eff}}\right)^2 = 1$$

Si la valeur efficace U'_{eff} de la tension d'alimentation de l'ensemble est constante, la courbe correspondant à cette équation (elle représente la tension U_{eff} en fonction de I_{eff}) est une ellipse (fig. I-8).

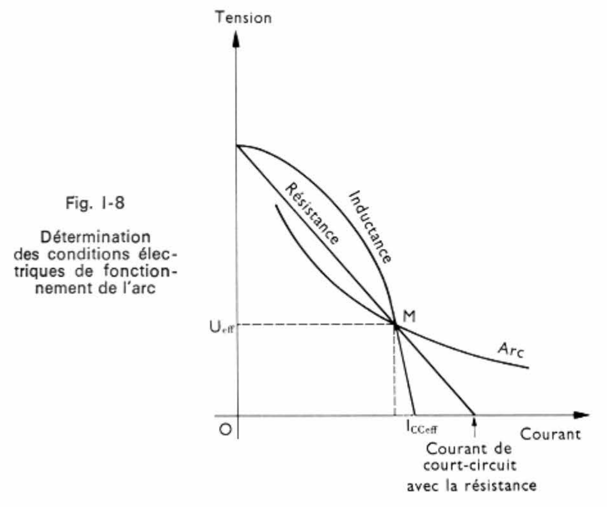


Fig. I-8
Détermination des conditions électriques de fonctionnement de l'arc

On voit que l'inductance conduit à *un plus faible courant de court-circuit* que la résistance mais aussi à *un plus faible facteur de puissance* puisqu'elle consomme de la puissance réactive.

6. RENDEMENT ÉLECTRIQUE DE L'INSTALLATION

Le rendement électrique de l'ensemble (arc et équipement stabilisateur) est défini par le rapport suivant :

$$\eta_c = \frac{\text{Puissance consommée dans l'arc}}{\text{Puissance totale fournie}}$$

Si l'on observe que la puissance active consommée par une inductance est à peu près nulle, on voit que le rendement est voisin de 1 avec une inductance stabilisatrice et beaucoup plus faible avec une résistance stabilisatrice. C'est pourquoi, dans les circuits d'alimentation des fours à arc (courant alternatif), *on emploie toujours des inductances.*

7. DÉBIT DE CHALEUR

Dans l'arc, toute la puissance étant transformée en chaleur, le débit de chaleur est donné par la formule suivante : $\frac{dQ}{dt} = K\, U_{eff} . I_{eff}$.

Dans cette relation, on désigne par dQ la quantité de chaleur apportée pendant le temps dt, par U_{eff} et I_{eff} les valeurs efficaces respectivement de la tension aux bornes de l'arc et du courant dans l'arc et par K le facteur de puissance propre à l'arc. On exprime $\frac{dQ}{dt}$ en watts, U_{eff} en volts et I_{eff} en ampères (si l'on désire exprimer $\frac{dQ}{dt}$ en millithermies par seconde, le résultat précédent doit être multiplié par $0{,}24 . 10^{-3}$).

De cette formule, on déduit que :

1° le débit de chaleur peut être mesuré par un wattmètre dont le circuit-courant est parcouru par le courant dans l'arc, tandis que le circuit-tension est placé sous la même d.d.p. que les électrodes (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 19). ;

2° le débit de chaleur peut être réglé en agissant sur la tension U_{eff} ou sur le courant I_{eff}. Ce réglage est nécessaire pour assurer une fabrication convenable dans un temps minimal.

8. INDICE DE STABILITÉ NATURELLE

La stabilité électrique de l'ensemble exige qu'un *accroissement* $\Delta\, I_{eff}$ du courant dans l'arc entraîne une *diminution* $\Delta\, U_{eff}$ de la tension. C'est pourquoi l'on définit l'indice de stabilité naturelle de l'ensemble (arc et dispositif d'alimentation) au moyen du rapport suivant : $s = -\frac{\Delta\, U_{eff}}{\Delta\, I_{eff}}$ (le signe — est nécessaire pour que s soit positif puisque U_{eff} et I_{eff} varient en sens contraire). Cet indice est *important,* car la caractéristique de l'arc (V. fig. I-2) n'est *pas immuable.* Non seulement elle est liée à la longueur l de l'arc (paramètre) mais encore elle dépend de l'état physique des charges, de l'atmosphère du four, etc.

L'étude théorique de l'équipement stabilisateur (bobine de résistance r et d'inductance L) conduit aux résultats suivants, confirmés par l'expérience :

1° l'indice de stabilité croît avec r et $L\omega$, mais *surtout avec* $L\omega$;

2° la stabilité *augmente* quand le rapport $\frac{U_{eff}}{I_{eff}}$ est faible, donc quand *l'arc est court.* Pour la même puissance utile et la même valeur de $L\omega$, les variations de la puissance dans l'arc sont d'autant plus *limitées* que l'arc est plus *court.*

9. PRINCIPE DE LA RÉGULATION

L'étude théorique montre que le courant dans l'arc est uniquement fonction de la valeur efficace de la tension d'alimentation (tension secondaire du transformateur) et de la distance entre les électrodes. En agissant sur *la tension* délivrée par la source, on peut donc obtenir un *même courant dans l'arc* avec un arc plus ou moins long. Comment doit-on donc choisir la longueur de l'arc et la tension de la source ? En se guidant sur les principes suivants :

1° quand on rapproche les électrodes, la puissance dans l'arc augmente tant que le facteur de puissance du circuit secondaire d'alimentation reste supérieur à 0,8 environ ;

2° un arc long est économique (meilleur rendement) mais instable.

En conclusion, pour chaque allure de chauffe, le choix de la longueur de l'arc est le résultat d'un compromis entre les conditions contradictoires de bonne stabilité et de bon rendement. Cela conduit à l'utilisation d'une bobine de réactance d'induction ($L\omega$) d'autant plus grande que la tension est plus élevée.

Pratiquement, le réglage du dépit de chaleur se fait de manière approchée en choisissant la tension secondaire convenant pour toute une gamme de courants. Il est ensuite amélioré par le jeu du régulateur, dont le rôle est

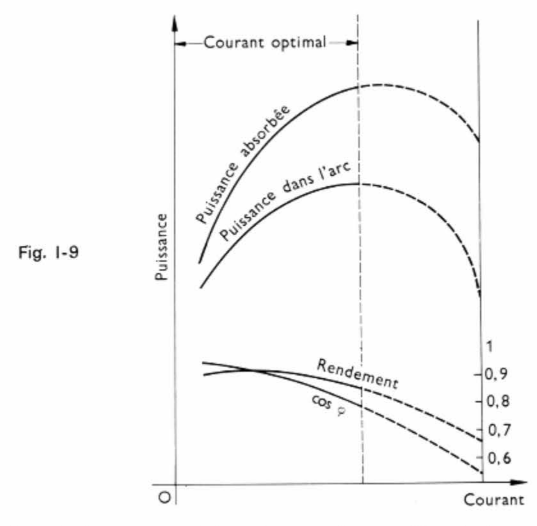


Fig. I-9

de maintenir le courant à la valeur optimale (fig. I-9) en agissant sur l'écartement des électrodes.

Le transformateur qui alimente le four comporte un enroulement *primaire* (traversé par le courant le plus faible) avec commutateur de prises en charge ; il permet d'obtenir toute une gamme de tensions secondaires (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 6, § 5). Quant à l'inductance, celle du transformateur lui-même est pratiquement suffisante pour les tensions les plus basses (couplage étoile au primaire du transformateur). Pour les grandes tensions, on introduit une inductance en série dans le circuit haute tension du transformateur.

On utilise des régulateurs électriques ou hydrauliques pour commander le moteur d'électrodes. Très souvent, la régulation est dite *différentielle*, c'est-à-dire que le couple moteur du régulateur dépend de la différence entre un couple proportionnel à la tension et un couple proportionnel au courant. À cette régulation, on peut associer l'équation suivante :

$$U_{\text{eff}} - a\,I_{\text{eff}} = 0 \quad (a \text{ étant constante}).$$

Si cette équation est satisfaite, l'électrode reste immobile. Si l'on a : $U_{\text{eff}} - a\,I_{\text{eff}} > 0$, l'électrode descend de façon à ce que I_{eff} croisse. Au contraire, si l'on a : $U_{\text{eff}} - a\,I_{\text{eff}} < 0$, l'électrode remonte et l'intensité efficace I_{eff} diminue.

10. CLASSIFICATION DES FOURS À ARC

10.1. Fours à arc en atmosphère gazeuse. — Dans cette catégorie, on classe les **fours à arc libre** (fig. I-10) dans lesquels la chaleur est produite par le passage de l'arc directement entre les électrodes et les **fours à arc sur**

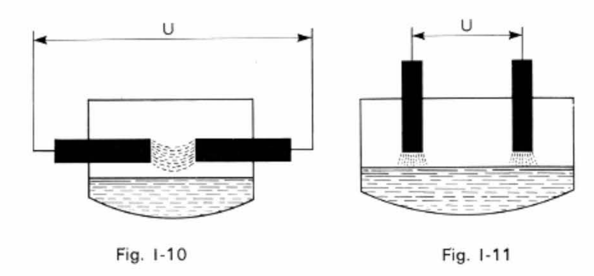


Fig. I-10 Fig. I-11

charge (fig. I-11) dans lesquels l'arc jaillit entre les électrodes et la charge. La figure I-12 en donne le schéma avec une alimentation triphasée.

10.1.1. Fours à arc libre. — Dans les fours à arc libre, la fusion des métaux ou alliages est obtenue par *rayonnement de l'arc sur la charge*. Ce four est constitué par un tambour ou cylindre en tôle épaisse supportant le revêtement réfractaire intérieur. Dans l'axe de ce cylindre sont placées les deux électrodes maintenues par des supports

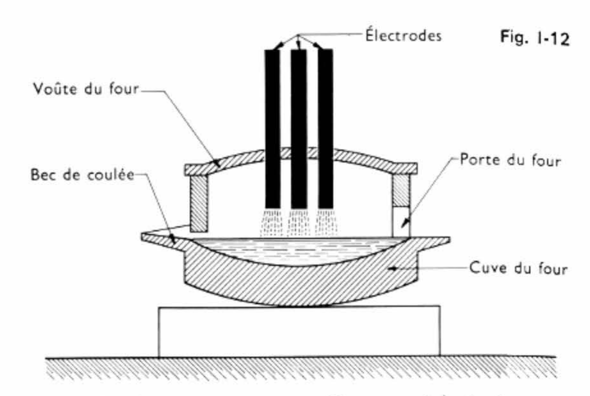


Fig. I-12

(fig. I-13). Un mouvement oscillant est imprimé au four de telle façon, qu'après fusion, la charge venant au contact

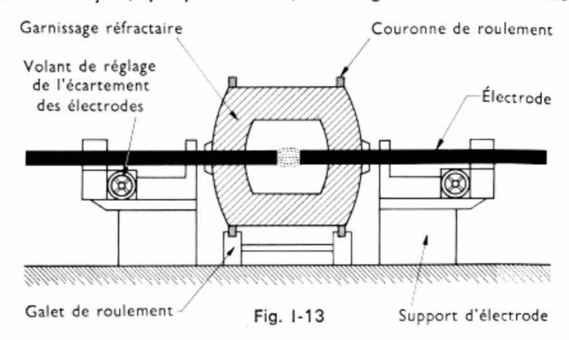


Fig. I-13

des réfractaires absorbe une partie de la chaleur emmagasinée par ces derniers ; cela assure l'égalisation de la température à l'intérieur du four et accroît la tenue de ces réfractaires dans le temps. Ces dispositifs permettent aussi de brasser le métal fondu, améliorant ainsi son homogénéité. Ce four est alimenté par un transformateur monophasé. Toutefois, s'il est nécessaire d'équilibrer les puissances demandées au réseau d'alimentation (en général triphasé), on interpose, entre le four et le réseau, un transformateur spécial « triphasé-monophasé ».

10.1.2. Fours à arc sur charge. — Les fours à arcs actuellement en service dans les entreprises sidérurgiques, métallurgiques, mécaniques et de transformation des métaux, sont le plus souvent utilisés pour l'élaboration des aciers spéciaux (au nickel, au chrome, etc.), les aciers classiques dits « Martin » et les fontes spéciales. Ils sont pratiquement tous du type Héroult triphasé (V. fig. I-12). Dans ces fours peuvent être distinguées les parties suivantes : la cuve du four et son garnissage, la voûte du four, les électrodes et leurs dispositifs de réglage, les dispositifs de chargement, les dispositifs annexes (pinces d'électrodes, potences, etc.).

Les cuves de ces fours, en général cylindriques, sont constituées par des tôles de forte épaisseur sur lesquelles est fixé le *bec de coulée* ou canal qui permet l'évacuation du métal fondu par basculement de l'ensemble du four. À l'opposé du bec de coulée, une porte permet d'ajouter les alliages ou produits dits *d'addition* au cours des opérations de fusion et d'évacuer les scories formées à la surface du bain. Cette cuve est revêtue intérieurement d'un garnissage réfractaire. La voûte, partie supérieure des cuves, a la forme d'une calotte sphérique.

Pour les opérations les plus courantes (élaboration des aciers et des fontes), on utilise de plus en plus des électrodes en graphite. Celles-ci ont leurs extrémités filetées de façon à être raccordées (fig. I-14) les unes aux autres par interposition de pièces de raccordement appelées *nipples*.

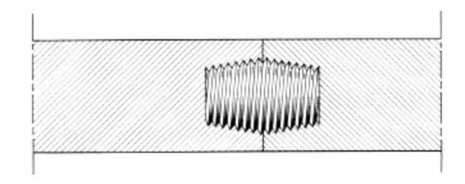


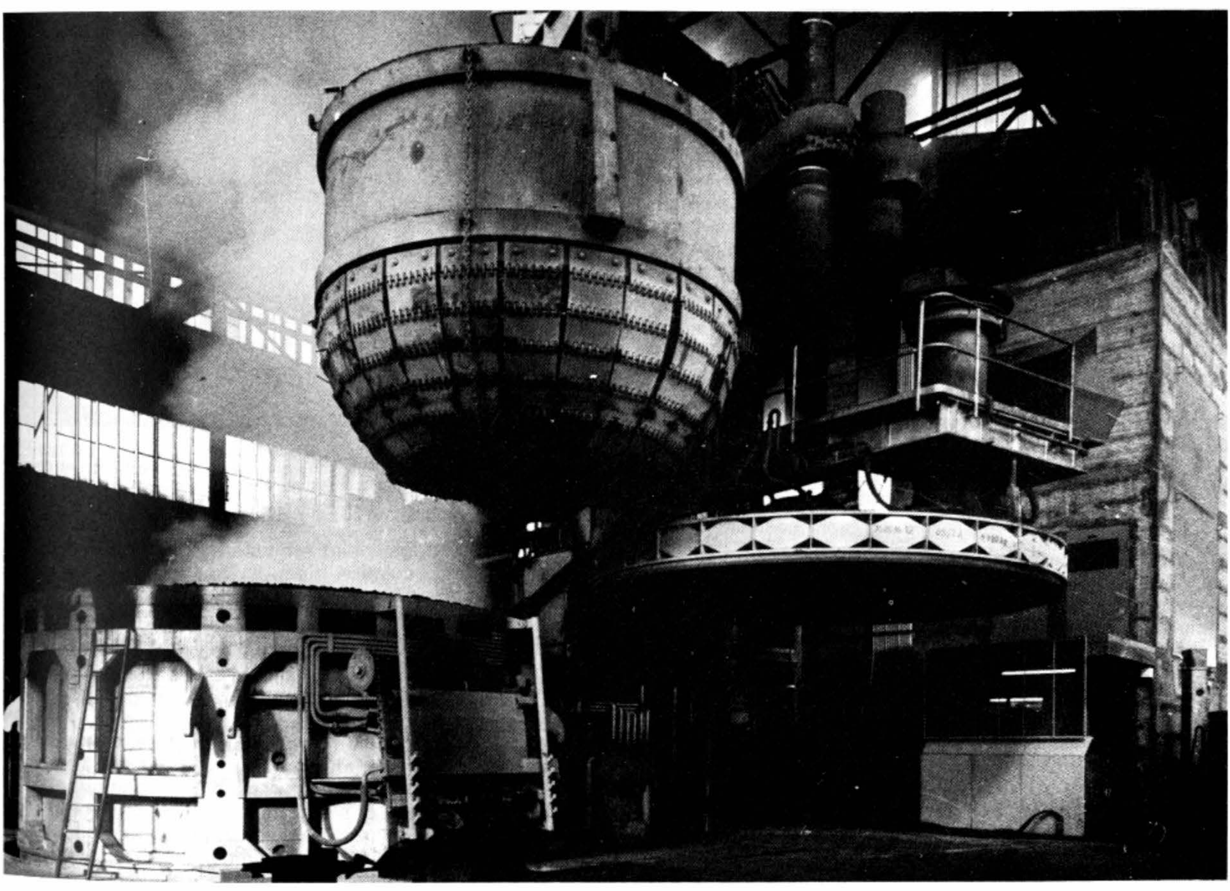
Fig. I-14



Installation de four à arc moderne de 60 t, à voûte pivotante, pour production importante (*Brown Boveri - C.E.M.*)

Ci-contre : les composants du laitier sont entraînés sous forme de poudre par de l'air comprimé et dirigés par une lance refroidie par circulation d'eau

Ci-dessous : chaque charge nécessite deux paniers contenant 65 et 35 % du poids total des ferrailles. Le temps de chargement par panier est de 4 à 6 mn



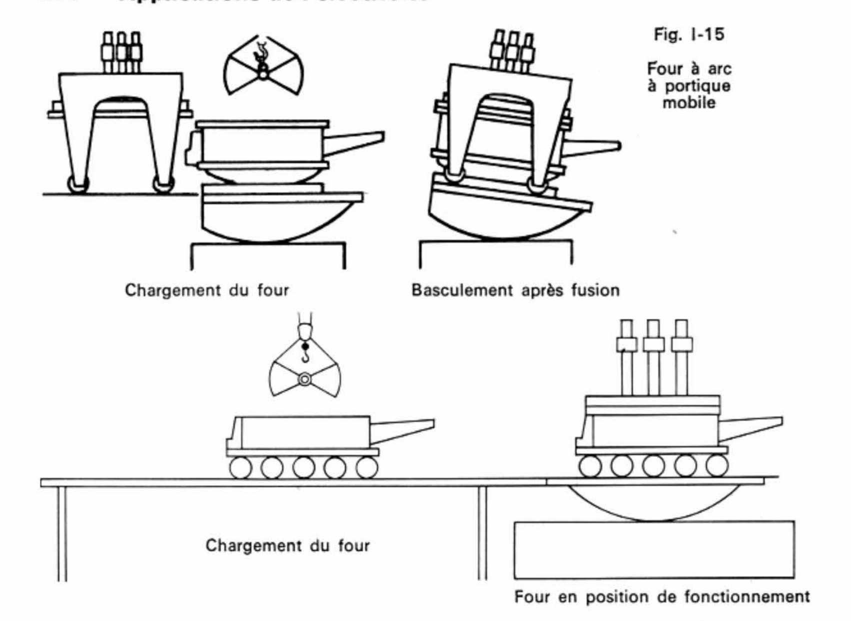


Fig. I-15

Four à arc à portique mobile

Fig. I-16

Four à arc à cuve mobile

Voûte

Cuve

Fig. I-17

Four à arc à voûte mobile

Quant au chargement du four, il s'effectue soit par *portique mobile* (fig. I-15), soit par *cuve mobile* (fig. I-16), soit par *voûte mobile* (fig. I-17).

10.1.3. Applications. — Les fours à arc libre, dont la capacité s'échelonne entre 100 kg (100 kVA environ) et 1 000 kg (500 kVA environ), sont surtout utilisés pour l'élaboration de métaux (fontes, alliages, bronze, etc.) qui ne peuvent être obtenus dans des conditions économiquement satisfaisantes avec les autres types de fours.

Jusqu'à une époque récente, les fours à arc sur charge étaient utilisés pour l'élaboration d'aciers spéciaux, mais depuis 1950, des travaux menés par des sidérurgistes et des électriciens ont permis des accroissements considérables des puissances. Ces fours, dits à ultra-haute productivité (ou U.H.P.), peuvent fournir des dizaines de mégawatts ; ils sont alimentés à partir du réseau haute tension (220 kV, par exemple) et permettent la production économique *d'acier ordinaire* à une cadence rapide.

10.2. Fours à arc sous vide. — Sous vide parfait, c'est-à-dire en l'absence de milieu conducteur, l'amorçage et le maintien de l'arc sont impossibles. L'expérience montre qu'avec les vides réalisés, le courant d'amorçage est fonction de la matière traitée et de la pression résiduelle. Une fois l'arc amorcé, il faut qu'il y ait assez de vapeurs métalliques pour que l'arc demeure stable.

La solubilité d'un gaz dans un métal liquide croît en même temps que la pression du gaz et la température du métal. Dès lors, si le vide règne dans le four à arc :

1° le métal ne comporte *plus de gaz inclus* tels que l'*hydrogène* soluble dans de nombreux métaux, l'*azote* qui forme des nitrures et l'*oxyde de carbone ;*

2° les *impuretés* sont éliminées alors qu'on en trouve avec les meilleurs fours dits « à atmosphère contrôlée » ;

3° le *contrôle des titrages* est bien meilleur.

Cette technique est très intéressante pour des alliages, par exemple, pour ceux qui résistent à des températures élevées et qui comportent un faible pourcentage de titane. Il en résulte une forte amélioration des propriétés physiques et mécaniques du métal ainsi que de ses propriétés chimiques et magnétiques. Dans le cas des métaux réactifs, c'est-à-dire réagissant à l'état fondu avec l'oxygène et l'azote de l'air (titane, niobium, molybdène, zirconium), ce vide est indispensable.

Évidemment, le four à arc sous vide présente l'inconvénient de nécessiter une installation de pompage fort onéreuse. C'est pourquoi, en matière de refusion, suivant le résultat recherché, on préfère parfois l'action chimique du *laitier électroconducteur* (V. ci-après) à l'action physique du vide, ou inversement.

10.2.1. Constitution d'un four à arc sous vide (fig. I-18). — L'arc électrique est établi dans une chambre reliée à un dispositif de pompage permettant de faire régner un vide poussé (pression voisine du micromètre de mercure) entre l'électrode et le lingot en formation dans un creuset refroidi énergiquement par une circulation d'eau.

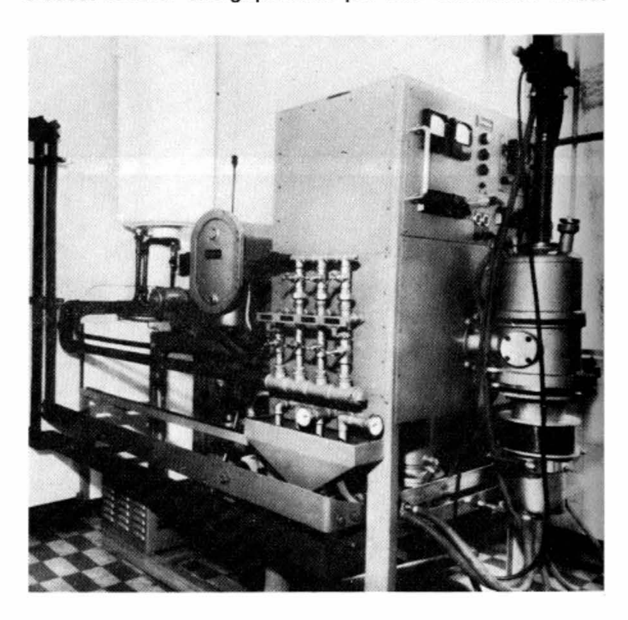


Fig. I-18 — Four à arc à électrode consommable pour fusion et coulée sous vide de métaux spéciaux (titane, zirconium, etc.). Capacité : 20 kg ; puissance : 75 kW

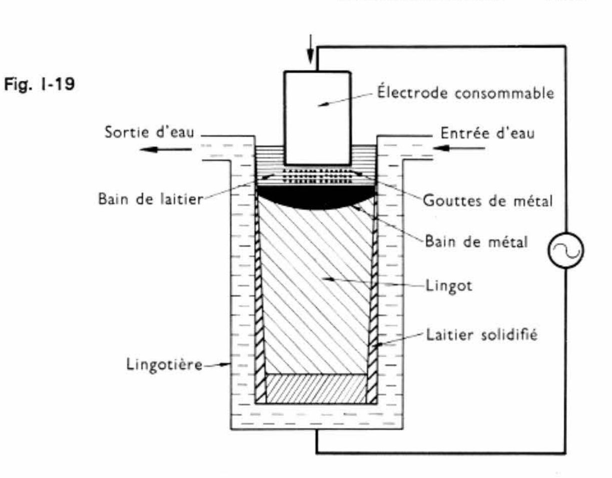
L'électrode est également refroidie à son extrémité supérieure par une circulation d'eau et est constituée soit par le métal lui-même, soit par de la poudre agglomérée du métal à fondre (lorsqu'on ne peut l'obtenir autrement que sous forme pulvérulente).

10.2.2. Applications des fours à arc sous vide. — Les fours à arc sous vide, d'une capacité de plusieurs centaines de kilogrammes, sont généralement réservés à l'élaboration de métaux à haut point de fusion. Ce type de four apporte une amélioration notable des propriétés du métal, notamment sa forgeabilité (en raison de la diminution des inclusions solides), et il contribue de façon importante à réduire la teneur en gaz dissous. Les plus gros fours à arc sous vide sont utilisés pour la métallurgie du titane, du zirconium et de leurs alliages.

Remarque : Refusion sous laitier électroconducteur. — Ce procédé de chauffage s'apparente au chauffage à l'arc par l'emploi d'électrode consommable, mais la chaleur nécessaire à la fusion est en réalité produite par effet Joule ; un courant traverse un laitier électroconducteur de haute résistivité (4.10^{-3} à 5.10^{-3} Ω.m) et provoque le dégagement de chaleur.

L'électrode consommable est placée à l'intérieur d'une lingotière en cuivre refroidi par une circulation d'eau (fig. I-20). Au cours de la refusion, le laitier joue le rôle de masse thermique et de milieu réactif. Ce procédé est parfois préféré à l'arc sous vide pour améliorer la structure du métal. Il permet une désulfuration très poussée du métal ainsi que l'obtention d'une structure parfaitement homogène. De plus, la propreté du métal et son état de surface favorisent sa plasticité à chaud. C'est, en définitive, un procédé d'affinage très efficace permettant d'obtenir de gros lingots (jusqu'à 40 tonnes) avec une consommation d'énergie voisine de 1 000 kWh par tonne.

Fig. I-19



CHAPITRE II
CHAUFFAGE PAR RÉSISTANCE

Il consiste dans l'utilisation de l'effet Joule produit dans une résistance parcourue par un courant (continu ou alternatif) engendré par un générateur indépendant.

1. PUISSANCE ET RENDEMENT ÉLECTRIQUE

La puissance transformée en chaleur dans une résistance R représente une fraction de la puissance fournie par la source. En effet, une partie de cette puissance est perdue dans la résistance R' du circuit (fig. II-1). Le rendement

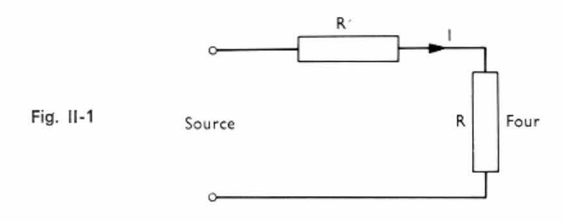


Fig. II-1

électrique de l'installation est évidemment égal à : $\frac{RI^2}{(R+R')I^2}$ en courant continu et à : $\frac{RI^2_{\text{eff}}}{(R+R')\,I^2_{\text{eff}}}$ en courant alternatif. Donc, dans tous les cas, la valeur de ce rendement est :

$$\eta_e = \frac{R}{R+R'} = \frac{1}{1+\frac{R'}{R}}$$

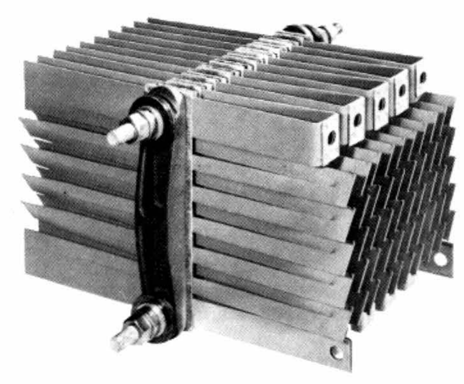
Il faut que R ne soit ni trop grande (puissance trop faible), ni trop petite (faible rendement électrique) pour une bonne utilisation de l'installation.

2. DIFFÉRENTS RENDEMENTS D'UN FOUR À RÉSISTANCE

En dehors du rendement électrique, on définit aussi divers autres rendements :

2.1. Rendement thermique. — C'est le rapport $\eta_t = \frac{W_2}{W_1}$ de l'énergie thermique W_2 emmagasinée à la fin de l'opération dans la substance traitée, à l'énergie électrique W_1 transformée en chaleur dans la chambre de chauffe (fig. II-2). La différence représente les pertes calorifiques p_t du four. Le rendement thermique est essentiellement variable d'une opération à l'autre. Il est fonction :

— de la construction du four (type du four, forme, dimensions, matériaux entrant dans sa construction) ;



Résistance industrielle incassable et inoxydable (*Le Métal déployé*)

— de son utilisation (masse, nature et forme de la matière à chauffer, réactions chimiques éventuelles, durée du traitement, qualité de la main-d'œuvre).

2.2. Rendement électrothermique ou global. — C'est le rendement résultant ; il est égal au rapport η de l'énergie thermique W_2 obtenue et de l'énergie électrique W qui a été nécessaire à l'opération (V. fig. II-2). On peut écrire :

$$\eta = \frac{W_2}{W} = \frac{W_2}{W_1} \cdot \frac{W_1}{W} = \eta_t \, \eta_e$$

Ce rendement dépend non seulement de la construction du four, mais encore de la façon dont on s'en sert.

La valeur maximale du rendement global ne donne d'ailleurs pas forcément le rendement optimal pour un traitement déterminé car le bilan économique d'un traitement dépend de beaucoup d'autres facteurs que le seul

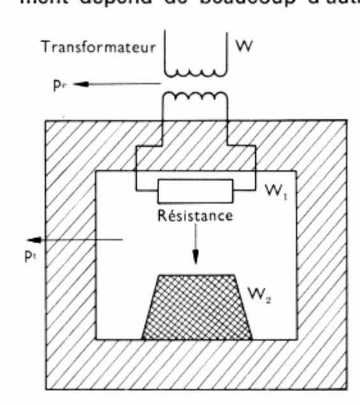


Fig. II-2

Fig. II-3 Chauffage direct

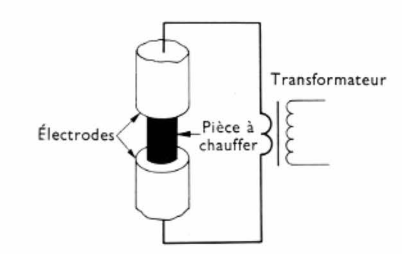
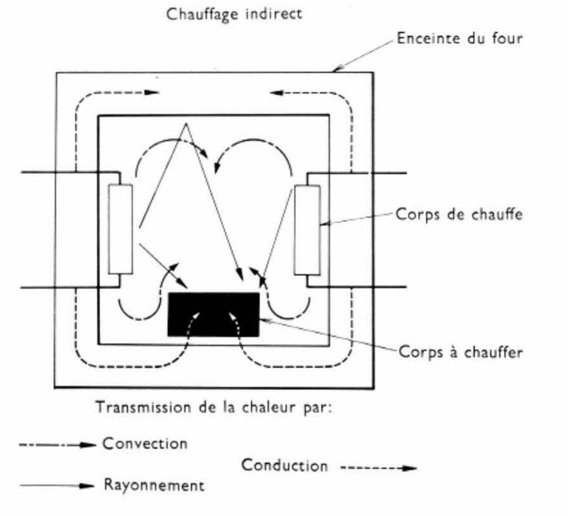


Fig. II-4

Chauffage indirect



rendement. C'est pourquoi, au rendement théorique précédent, on ajoute deux rendements pratiques:

2.3. Rendement industriel. — On désigne ainsi :

1° soit la consommation spécifique d'énergie électrique : par exemple, nombre de kilowattheures nécessaires pour fondre une tonne d'un métal donné dans un certain four et dans des conditions bien déterminées, ou pour traiter une masse donnée de matière dans des conditions également bien définies, ou pour réaliser un certain traitement sur un nombre déterminé de pièces connues ;

2° soit la masse de matière ou le nombre de pièces que l'on peut traiter avec une consommation déterminée d'énergie électrique dans un certain four, les conditions opératoires étant précisées. En somme, cette donnée n'est qu'une forme détournée pratique et suggestive du rendement global précédent.

2.4. Rendement économique. — En définitive, ce qui intéresse le plus l'industriel, c'est de connaître le bilan économique complet d'un traitement, c'est-à-dire le prix de revient, annuel, par exemple, de ce traitement, en se plaçant soit dans les conditions optimales (s'il s'agit d'un projet d'installation nouvelle ou d'une installation susceptible d'amélioration), soit dans les conditions normales (s'il s'agit d'une installation existante).

Dans ce bilan économique, doivent entrer en ligne de compte tous les facteurs, sans exception, qui concourent à l'économie du système et peuvent permettre, éventuellement, la comparaison exacte et correcte des différents modes de chauffage : frais de premier établissement et amortissement, frais d'utilisation. Cette notion de bilan économique complet et loyal est absolument essentielle.

3. MODES DE CHAUFFAGE PAR RÉSISTANCE

Le chauffage par résistance peut être divisé en deux grandes catégories :

— le chauffage *direct* : la matière à échauffer constitue elle-même la résistance ;

— le chauffage *indirect* : la matière à traiter est chauffée indirectement par l'intermédiaire d'un ou plusieurs conducteurs traversés par le courant.

3.1. Chauffage direct. — La substance à chauffer doit être conductrice ; le corps (ou la partie du corps) dont on veut élever la température est placé entre deux électrodes, ou serré entre deux pièces de raccordement auxquelles est appliquée la tension (fig. II-3). La chaleur produite se dégage directement au sein du corps.

3.2. Chauffage indirect. — Les conducteurs traversés par le courant — appelés *corps de chauffe* — sont placés dans le four et la chaleur est transmise au corps à chauffer par conduction, rayonnement, convection (fig. II-4). Ces résistances peuvent être branchées en série ou en parallèle et, dans le cas du triphasé, en étoile ou en triangle (fig. II-5).

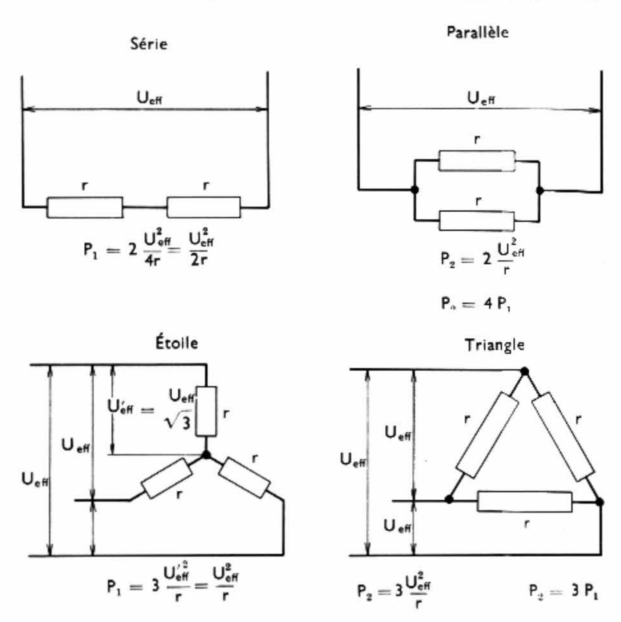


Fig. II-5 — Principe des couplages des résistances chauffantes

Leur constitution dépend de la température de traitement qui peut être comprise entre quelques dizaines de degrés Celsius et 2 000 °C ou même davantage. Elles sont *métalliques* (alliages) ou *non métalliques* (carbure de silicium, graphite, cermet), et se présentent sous deux formes : soit leur section est la même sur toute la longueur (mais avec des portions de résistivité plus faible pour le raccordement aux conducteurs d'alimentation), soit leur section est réduite dans la portion centrale qui constitue l'élément chauffant (fig. II-6).

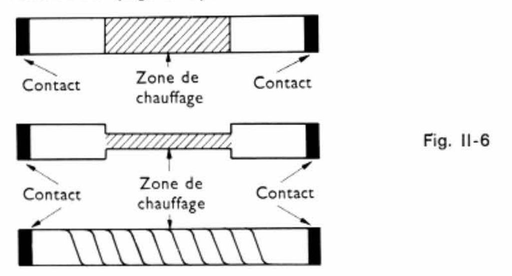


Fig. II-6

Leurs températures d'emploi dépendent de leur nature (fig. II-7). Ce tableau fournit la température de régime qu'il faut distinguer de la température limite d'utilisation (celle au-delà de laquelle une résistance se détériore dans un temps très court).

Certaines résistances (dont les températures de régime sont peu élevées, comme les résistances qui équipent des étuves, des séchoirs, etc.) sont enrobées, c'est-à-dire entourées d'un isolant puis d'une enveloppe généralement métallique destinée à assurer la protection mécanique et chimique de l'élément chauffant.

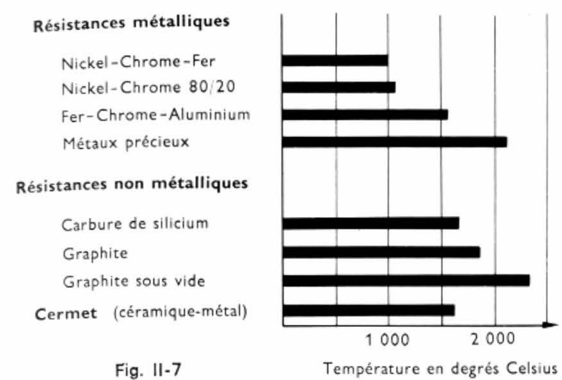


Fig. II-7

4. RÉGLAGE DE LA TEMPÉRATURE

La quantité de chaleur apportée à une résistance R pendant un temps t est donnée par l'une des formules suivantes : $Q = \frac{U^2}{R}t$ (en continu) ou $Q = \frac{U^2_{eff}}{R}\ t$ (en alternatif). On exprime Q en joules, U ou U_{eff} en volts, R en ohms et t en secondes. Le réglage de cette quantité de chaleur, par conséquent celui de la température, peut donc être réalisé de deux façons différentes.

4.1. Action sur la tension. — On peut modifier la valeur de la tension en agissant sur une résistance placée en série dans le circuit : c'est le *contrôle rhéostatique*. Il entraîne une consommation d'énergie active. En alternatif, on peut utiliser une inductance pour obtenir le même résultat : il y a alors consommation d'énergie réactive. Il est aussi possible d'utiliser un autotransformateur d'alimentation à prises multiples ou un régulateur d'induction (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8).

4.2. Action sur la résistance R. — On la réalise en mettant en œuvre divers couplages (série, parallèle, étoile, triangle) ou en éliminant une partie des résistances normalement en circuit.

Évidemment, la *régulation automatique* de la température d'un four est primordiale. Les variations de température, sont détectées au moyen de capteurs : *couples pyrométriques* (V. t. 1, Thermodynamique) ou thermistances (V. t. 1, Électronique, chap. 6) placés dans le four. Ce peut être une régulation par *tout ou rien* (fermeture ou ouverture de circuits résistants), ou par *tout ou peu* (couplage variable des résistances), ou avec *exécution de programme* permettant d'obtenir une température déterminée dans le four, fonction du temps (courbe de températures adaptée au traitement à effectuer) (fig. II-8).

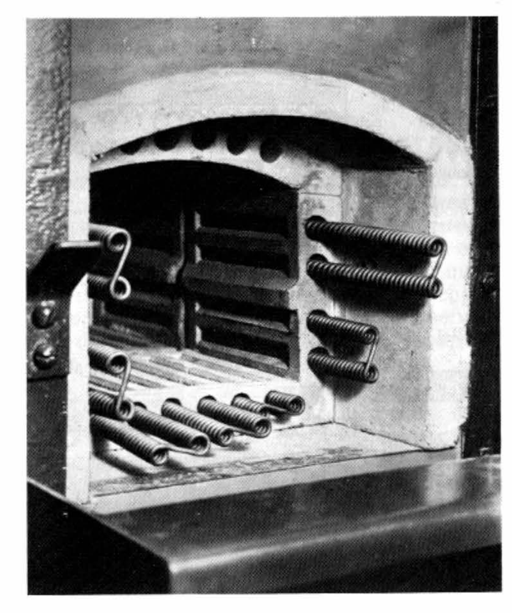


Fig. II-9 — Four à résistances solides à éléments cylindriques boudinés

5. DIVERS TYPES DE FOURS À RÉSISTANCES

On peut classer les fours à résistances suivant :

— la nature du corps de chauffe : fours à résistances solides (métalliques ou non) (fig. II-9) et fours à résistances liquides (bain de sels, par exemple) (fig. II-10) ;

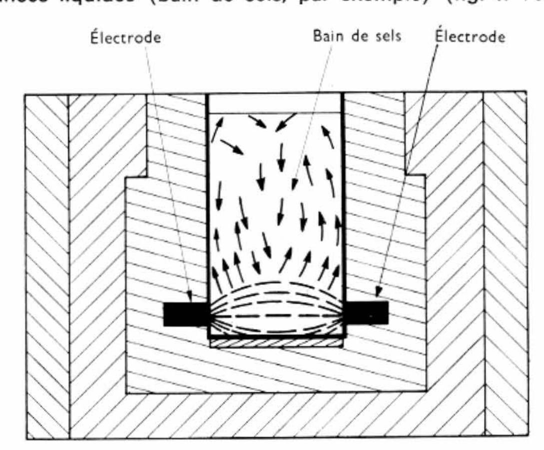


Fig. II-10 — Four à résistan ces liquides (bain de sels)



Fig. II-8 — Four pour traitement thermique sous vide ; chauffage B.T. par résistances en barreaux de graphite ; régulation par inductance saturable (*Ugine-Infra*)

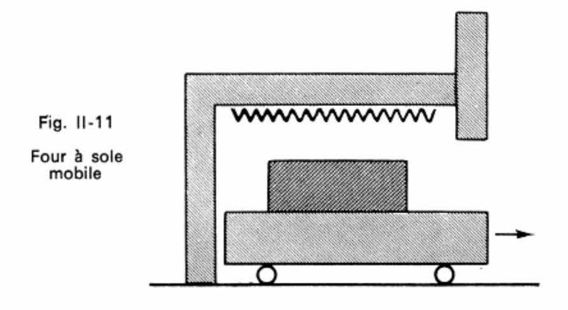


Fig. II-11
Four à sole mobile

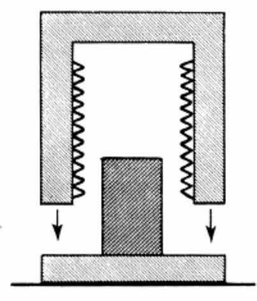


Fig. II-14 — Four à cloche

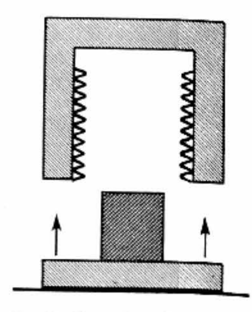


Fig. II-15 — Four à élévateur

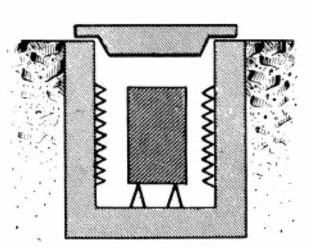


Fig. II-12 — Four-puits

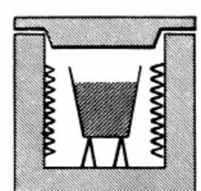


Fig. II-13
Four à creuset

— la nature de « l'ambiance » ou milieu dans lequel les pièces sont chauffées : fours sous atmosphère normale ou dite contrôlée, ambiance liquide, vide plus ou moins poussé ;

— le mode de chargement : fours à chargement horizontal (fours à sole fixe ou à sole mobile, etc.) ou à chargement vertical (fours verticaux proprement dits, à cloche, etc.) ;

— les types de manutention retenus pour le chargement de ces fours : manutention « discontinue » (manuelle, par palan, par chargeuse), manutention ou avancement « continu » (par wagonnets mobiles, par vibrations ou secousses imprimées à la sole des fours, par traction sur les produits, par pousseuse, par convoyeur, tapis continu, vis hélicoïde, etc.).

Dans la grande majorité des cas, et quoique cette classification ne soit pas absolue puisqu'on y retrouve des types de fours cités précédemment, on retient, en général, deux grandes catégories d'appareils : les *fours intermittents* et les *fours continus*.

5.1. Fours intermittents. — Comme leur nom l'indique, ce sont des fours dont la marche est prévue pour être discontinue. Ils sont caractérisés par leur mode de construction et de chargement ; on distingue notamment :

— les fours à sole horizontale, mobile ou non (fig. II-11) ;
— les fours à chariot ;
— les fours verticaux : fours-puits, (fig. II-12), fours à « auges », fours à « pot », etc. ;
— les fours à creuset (fig. II-13) ;
— les fours à cloche (fig. II-14) ;
— les fours à élévateur (fig. II-15) ;
— les fours oscillants, basculants ou rotatifs.

5.2. Fours continus. — Ces fours sont conçus pour fonctionner d'une façon continue ou relativement continue. Dans ces appareils, le chargement et la circulation des produits doivent donc se faire régulièrement, soit sans discontinuité, soit à intervalles relativement rapprochés. Ces fours sont en général des types ci-après :

— fours à tapis sans fin ;
— fours à sole horizontale, à rouleaux (commandés ou non) (fig. II-16) ;
— fours à sole inclinée ;
— fours à sole vibrante ;
— fours à longerons ;
— fours à chaîne transporteuse (fig. II-17) ;
— fours à câble transporteur ;
— fours à balancelles, convoyeurs ;
— fours tirants (fig. II-18) ;
— fours poussants ;
— fours à plateaux ou à sole tournante ;
— fours à wagonnets ;
— fours à cornue rotative.

6. FOURS À ATMOSPHÈRES CONTRÔLÉES

L'ambiance, dans laquelle la charge est traitée, a souvent une grande importance et les industriels s'en préoccupent de plus en plus. Si on laisse de côté le cas des fours à vide, cette ambiance peut être :

1° *Solide :* soit dans un simple but de protection (contre l'oxydation au cours des traitements, par exemple), soit dans un but actif (exemple : pièces placées dans un cément en poudre : cémentation, shérardisation) ;

2° *Liquide :* soit dans un simple but de protection (en général contre l'oxydation ; exemple : bain de sels), soit en vue d'un résultat métallurgique ou chimique (exemple : cyanuration en bain de sels), soit enfin avec la simple intention d'avoir une température rigoureusement constante (bain de sels ou de métal).

Le *four à résistance liquide* est un cas particulier : la résistance est constituée par des sels dans lesquels plongent ou sont immergées (après fusion) les électrodes d'amenée du courant. Le chauffage de ces fours est obtenu par passage direct du courant dans le *bain de sels*. Les sels (généralement chlorures de calcium, de baryum, de potassium) ont des actions chimiques et servent à des opérations (cémentation, cyanuration) et au réchauffage de pièces avant filage ou forgeage.

3° Le plus souvent *gazeuse*, l'atmosphère peut être :

a) *naturelle :* mélange de l'air initial, de l'air extérieur (qui peut entrer par les fentes ou les ouvertures) des gaz libérés par la charge chauffée et dont la quantité peut être importante, des gaz provenant des réactions chimiques entre les solides et les gaz en présence. C'est le cas habituel des fours et des étuves. Le plus souvent, cette atmosphère est plus ou moins oxydante, ce qui est parfois nécessaire (exemple : étuves de vernissage, fours d'émaillage) ;

b) *artificielle* (atmosphère spéciale, notamment atmosphère contrôlée) ;

— atmosphère inactive ou neutre : par exemple, azote

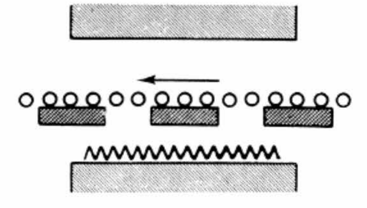


Fig. II-16 — Four à rouleaux

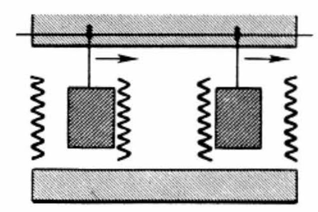


Fig. II-17 — Four à transporteur monorail

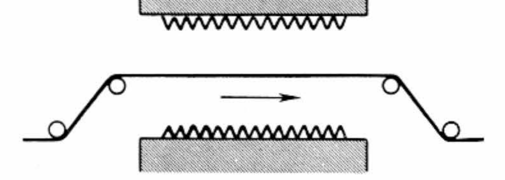


Fig. II-18 — Four tirant

dans certains fours de trempe à haute température, hydrogène dans certains fours de recuit d'alliages inoxydables, vapeur d'eau pour certain recuit brillant du cuivre, etc. ;

— atmosphère active : par exemple, hydrogène ou atmosphère contrôlée pour le brasage (action réductrice), azote pour la nitruration.

Les principaux gaz que l'on rencontre ou que l'on introduit dans les fours électriques sont les suivants : oxygène, hydrogène, azote, méthane, oxyde de carbone, anhydride carbonique, gaz de ville, gaz pauvre, gaz naturel, vapeur d'eau, nitrogène ou ammoniaque craquée, mélange de carbures d'hydrogène, vapeurs de lithium. Généralement, lorsque l'on emploie des gaz spéciaux, on réalise dans la chambre de chauffe une légère surpression afin d'empêcher les rentrées d'air.

7. QUALITÉS DU FOUR À RÉSISTANCES

Dans le four à résistances, on apprécie :

1° *la simplicité* de son fonctionnement ;

2° *l'absence de fumées*, de poussières, de gaz nocifs ;

3° *l'étanchéité* qui permet d'opérer en atmosphère définie et contrôlable.

Les meilleurs résultats sont obtenus lorsque le four à résistances est *bien adapté* à son usage (forme, capacité, puissance, nature des réfractaires, etc.), ce qui implique une étude préalable très précise.

8. APPLICATIONS DU FOUR À RÉSISTANCES

Elles sont très nombreuses et l'on peut citer : fusion et maintien en température de métaux et de matières diverses (colles, paraffines, etc.) traitements thermiques, traitements sous vide, cuisson de céramique, verres et émaux, cuisson et grillage de produits alimentaires, cuisson et séchages divers (peintures, vernis, etc.) grillage et calcination (produits en poudre, grains), durcissement accéléré du béton, chauffages divers, etc. Le four à résistances électriques est le plus répandu.

Remarque : Dans tous les cas que l'on a traités, la chaleur se transmet du corps de chauffe à la matière à chauffer par conduction et surtout par rayonnement et convection. Mais, lorsque le rayonnement est nettement prépondérant, ainsi que les phénomènes d'absorption qui lui sont liés, on dit que la chaleur est transmise par rayonnement infrarouge. Ce cas est important et justifie un développement particulier (V. chap. 3).

CHAPITRE III

CHAUFFAGE PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE

Le chauffage par rayonnement infrarouge est un cas particulier du chauffage par résistance ; ce rayonnement est émis par la surface d'un corps ou *émetteur* porté à une température plus ou moins élevée. Ce rayonnement suit notamment deux lois importantes que l'on va rappeler.

1. LOI DE WIEN

Si un corps est porté à une température absolue T déterminée, il émet une certaine énergie sous forme d'un rayonnement que l'on peut décomposer en un certain nombre de radiations simples, caractérisées chacune par leur longueur d'onde (V. t. 2, Éclairage, chap. 2).

Si, pour chaque radiation, on évalue l'énergie rayonnée, on peut tracer une courbe appelée *courbe spectrale*. L'aire de la surface comprise entre cette courbe et l'axe des abscisses représente l'énergie totale rayonnée par le corps à la température T (fig. III-1).

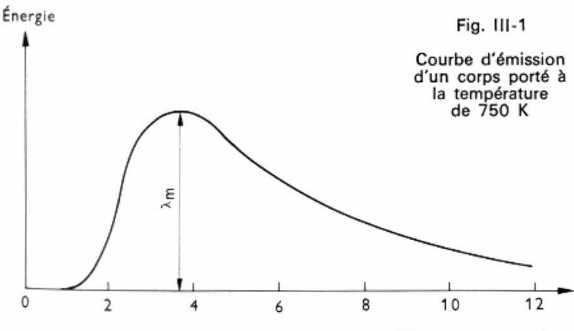


Fig. III-1

Courbe d'émission d'un corps porté à la température de 750 K

À titre d'exemple, l'on a représenté la courbe spectrale (encore appelée *spectre d'émission*) d'un corps porté à une température absolue de 750 K, soit à 477 °C. On remarque que cette courbe présente un maximum pour la longueur d'onde de 3,8 μm.

Les courbes spectrales, correspondant à diverses températures d'émission, présentent toutes un maximum. Cependant il faut noter que lorsque cette température d'émission augmente, les valeurs maximales atteintes croissent également ; cet accroissement est d'autant plus marqué que la température d'émission du corps considéré est elle-même plus grande (fig. III-2).

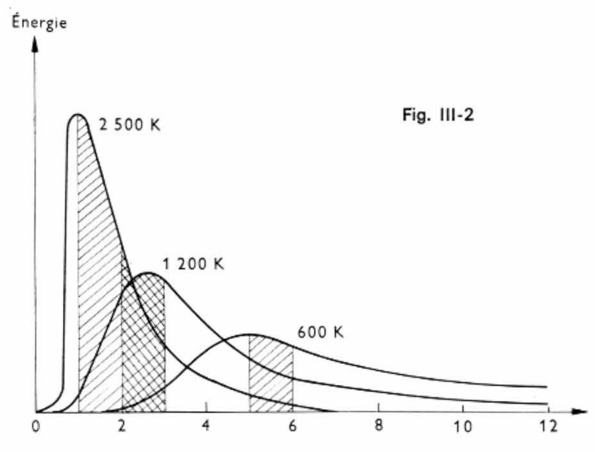


Fig. III-2

Dans le cas d'un corps noir, la longueur d'onde λ_m du maximum de la courbe est donnée en fonction de la température absolue T par la formule suivante ou *loi de Wien :* $\lambda_m T = 2\,886$ où l'on exprime λ_m en micromètres et T en kelvins. À partir de cette expression il est facile de calculer la valeur λ_m si l'on connaît la température T.

Températures absolues en kelvins	Températures en degrés Celsius	Longueurs d'onde maximales en micromètres	Limites approximatives du spectre en micromètres
300	27	9,6	4,8 à 41
500	227	5,7	3 à 25
750	477	3,8	2 à 16
1 000	727	2,9	1,5 à 12
1 200	927	2,4	1,2 à 11
1 500	1 227	1,9	1 à 8
2 000	1 727	1,4	0,7 à 6
3 000	2 727	0,96	0,5 à 4

2. LOI DE STEFAN-BOLTZMANN

L'énergie rayonnée par un corps est notamment influencée par la nature de ce corps et par la température à laquelle il est porté.

Si la loi de Wien met déjà en évidence l'influence de la température T sur la forme des courbes spectrales et sur le déplacement des longueurs d'ondes maximales λ_m, la loi de Stefan-Boltzmann apporte en complément de précieuses indications sur l'importance de la quantité de chaleur transmise par rayonnement, en fonction de cette température T et de la nature du corps considéré. Cette loi s'écrit :

$$W_R = 20\,\sigma\,S\left(\frac{T}{100}\right)^4$$

si l'on désigne par W_R l'énergie rayonnée pendant une heure, par σ le coefficient d'émissivité du corps ou émetteur considéré, par S la surface de l'émetteur et par T la température absolue de surface de l'émetteur. On exprime W_R en joules, S en mètres carrés et T en kelvins. Dans ces conditions, le coefficient d'émissivité σ est pratiquement toujours inférieur à l'unité. Il est compris entre 0,09 pour l'acier nickelé et 0,9 pour le papier. Il dépend beaucoup de l'état de surface : les métaux polis émettent, sous forme de rayonnement thermique, une énergie beaucoup plus faible que les métaux bruts ou oxydés.

Ces quelques indications mettent déjà en évidence toute l'importance des facteurs précédents sur les conditions de fabrication des émetteurs. Elles sont aussi particulièrement à considérer dans le choix des modes de chauffage à retenir pour le traitement d'un produit déterminé et pour la construction des étuves et séchoirs où la transmission de chaleur par rayonnement est prépondérante.

Selon sa nature, un corps ou produit déterminé absorbe une plus ou moins grande partie de l'énergie rayonnée. Ainsi, une surface métallique polie réfléchit la plus grande partie de l'énergie rayonnée qu'elle reçoit, elle n'est pratiquement pas échauffée : dans ce cas, on dit que le corps a un mauvais **coefficient d'absorption.** Le coefficient d'absorption propre à chaque corps peut être considéré comme égal au coefficient d'émissivité précédemment défini. D'après les indications du tableau précédent, il est facile de voir qu'on doit écarter les surfaces émettrices polies ; de préférence il faut employer des matériaux non métalliques ou des métaux rugueux ou oxydés. Au contraire, pour obtenir une énergie rayonnée maximale, les parois des sources ou les réflecteurs devant renvoyer ce rayonnement (sans absorption importante) doivent être des métaux polis (surface chromée ou argentée, aluminium poli, etc.).

Ces quelques considérations essentielles mettent en évidence toute l'attention que l'on doit apporter à l'examen des éléments précédents pour la réalisation des appareils à chauffage par rayonnement. De nombreux autres facteurs interviennent également tels que l'influence des longueurs d'onde sur les conditions d'absorption des corps, les émissions secondaires par les parois intérieures des appareils, etc.

3. DIVERS TYPES D'ÉMETTEURS DE RAYONNEMENT INFRAROUGE

On peut les classer en trois grands groupes :

— Émetteurs d'infrarouges courts (rayonnements infrarouges dont les longueurs d'ondes sont comprises entre 0,76 et 2 µm) ;

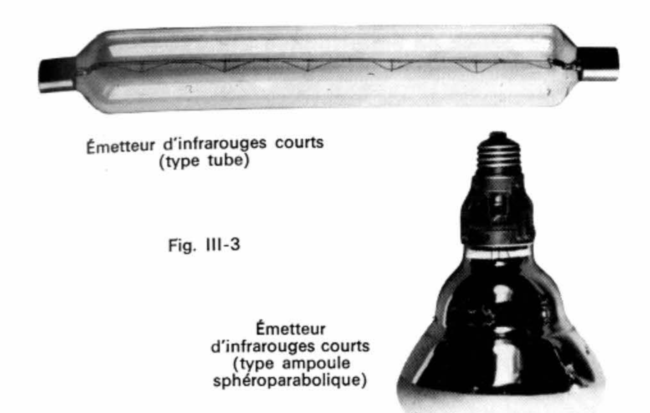
— Émetteurs d'infrarouges moyens (rayonnements infrarouges dont les longueurs d'ondes sont comprises entre 2 et 4 µm) ;

— Émetteurs d'infrarouges longs (rayonnements infrarouges dont les longueurs d'ondes sont supérieures à 4 µm).

3.1. Émetteurs d'infrarouges courts. — Ces émetteurs sont constitués par une ampoule en verre ou un tube (en verre ou en quartz) dans lesquels un filament de tungstène, porté à l'incandescence (environ 2 000 °C), constitue la source émettrice d'infrarouges (fig. III-3). Les

Métaux courants	Température du corps en degrés Celsius	Coefficient d'émissivité
Acier ou fer		
nickelé-chromé	20	0,06
rouillé	20	0,68
Aluminium		
poli	200	0,04
oxydé	200/600	0,11/0,19
Cuivre		
parfaitement poli	100	0,03
légèrement poli	50/300	0,15
brut ou oxydé		0,75
Étain	20	0,12
Fonte		
non oxydée		0,40
oxydée	200	0,64
rugueuse		0,85
rugueuse oxydée	40/250	0,95
Laiton		
parfaitement poli	300	0,03
mat	50/350	0,20
Mercure	100	0,15
Nickel		
nickel-chrome	50/1 000	0,65/0,75
Or		
non poli		0,5
Platine		
poli		0,08
laminé		0,10
Plomb		
non oxydé	130	0,06
oxydé	200	0,65

Matériaux non métalliques	Température du corps en degrés Celsius	Coefficient d'émissivité
Amiante (plaques)	30	0,9
Bois	30	0,9
Brique	30/1 000	0,9
Calcaire	30	0,9
Cuir	30	0,7
Étoffe	30	0,9
Gomme laque		0,7
Grès rouge poli	30	0,6
Liège	30	0,9
Marbre poli	60/200	0,6
Mica		0,75
Papier	30	0,9
Plâtre		0,9
Porcelaine	30	0,9
Suie	60/200	0,93
Peinture vernis	30	0,8/0,95
Peinture aluminium		0,3/0,6
Verre	30	0,9



Émetteur d'infrarouges courts (type tube)

Fig. III-3

Émetteur d'infrarouges courts (type ampoule sphéroparabolique)

ampoules se présentent sous différentes formes : sphériques, paraboliques, sphéroparaboliques. Le verre de ces ampoules, ou de ces tubes, est clair ou légèrement dépoli afin de mieux diffuser le flux émis par le filament. La demi-portion des lampes, côté culot, est argentée afin de réfléchir vers l'autre partie le rayonnement émis par le filament en direction du culot. Ce culot à vis (type Edison) se prolonge sur une partie du col de l'ampoule afin d'éviter son descellement sous l'influence de la température. Les tensions d'emploi de ces émetteurs sont 127 ou 220 V (à 5 % près).

Caractéristiques des émetteurs d'infrarouges courts

Types d'émetteurs (1)	Puissance en watts	Longueur en centimètres	Diamètre en centimètres
Sphérique	250 et 375	16 19,5	9 12
Parabolique . . .	250 et 375	19,5 17,6	12,5 12,3
Sphéroparabolique	250 et 375	19,5	12,5
Cylindrique	40 et 100	31	4,6
	1 000 2 000	38	1

(1) Tous ces types d'émetteurs sont constitués par des ampoules ou des tubes en verre, sauf les émetteurs cylindriques de 1 000 et 2 000 W dont l'enveloppe est en quartz (température du filament 2 000 °C).

Le spectre d'émission de ces émetteurs montre que la longueur d'onde maximale est voisine de 1,2 µm (fig. III-4). L'énergie totale rayonnée comprend une certaine partie d'énergie lumineuse (environ 5 %) qui est d'ailleurs transformée en chaleur tout en contribuant à l'éclairage des objets. Ces émetteurs sont prévus pour une utilisation dans des étuves ou séchoirs dont la température est voisine de 200 °C.

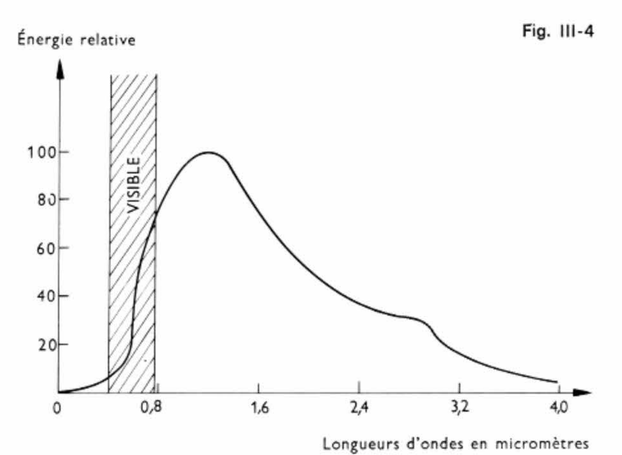


Fig. III-4

3.2. Émetteurs d'infrarouges moyens. — Dans la classification retenue, ces émetteurs correspondent à des sources dont le rayonnement thermique comprend des radiations de longueurs d'onde comprises entre 2 et 4 µm. D'après la loi de Wien, et si l'on considère les valeurs précédentes comme les longueurs d'onde maximales de la courbe spectrale du rayonnement émis, on doit classer ici tous les appareils dont les températures d'émission sont comprises entre 1 170 et 448 °C. Pratiquement, ces températures se situent, en général, entre 1 000 °C et 600 °C.

Ces émetteurs sont, le plus souvent, constitués par une résistance électrique placée soit dans des tubes métalliques remplis de ciment isolant (éléments *blindés* ou *protégés*) soit dans des tubes en matière non conductrice de l'électricité et résistant bien à la chaleur (silice, par exemple). Ils sont munis d'un réflecteur assurant une répartition convenable du flux émis.

3.3. Émetteurs d'infrarouges longs. — Pour la réalisation d'émetteurs d'infrarouges longs, on peut avoir recours soit à des éléments chauffants analogues aux éléments précédents, soit à des surfaces planes de plus ou moins grande superficie (*panneaux rayonnants*). Pratique-

Caractéristiques de quelques émetteurs d'infrarouges moyens

Nature de l'émetteur	Puissance en kilowatts	Masse en kilogrammes	Températures d'émission en degrés Celsius	Dimensions d'encombrement avec réflecteurs en centimètres		
				Long.	Larg.	Haut.
Élément chauffant linéaire à tube de silice (type industriel) :						
— à faible densité de flux	0,5 0,8 1	0,60 0,75 0,90	800 env.	70 105 120	10 10 10	7 7 7
— à forte densité de flux	1,5 2,5 3	0,60 0,75 0,90	800 env.	70 105 120	10 10 10	7 7 7
Élément chauffant linéaire blindé en alliage de nickel-chrome-fer	2	4	800 env.	90	17	18
				Diamètre	Hauteur	
Élément chauffant blindé et spiralé	0,25	0,30	700 env.	12,5	15,5	

ment, la température d'émission de ces émetteurs est comprise entre 250 et 400 °C en général.

La surface émissive des panneaux est soit entièrement plane, soit nervurée. Généralement en fonte spéciale, cette surface est portée à la température désirée à partir d'éléments blindés noyés dans la fonte, ou seulement directement accolés contre la face interne. Afin de réduire au minimum les déperditions de chaleur par la partie arrière des plaques, ces dernières sont calorifugées. Des dispositifs particuliers permettent éventuellement de réunir ces panneaux les uns aux autres, afin de constituer des surfaces rayonnantes adaptées aux volumes et conditions d'échauffement des produits.

Il faut noter que le terme *panneau* désigne parfois la réunion côte à côte de plusieurs émetteurs des types décrits précédemment (lampes, éléments tubulaires, etc.). Bien entendu, dans ce dernier cas, ces appareils doivent être classés dans les précédentes catégories d'émetteurs si l'on tient compte de la température des sources rayonnantes utilisées.

Une autre sorte d'émetteur à infrarouges longs est constituée par un cylindre métallique en fonte dont le diamètre est relativement grand par rapport à la hauteur. Ce cylindre, dont la partie inférieure ou base constitue la surface émettrice principale, est pour chacun des trois types existants porté à des températures qui sont respectivement de 250, 350 et 500 °C, à partir d'une résistance métallique noyée dans le cylindre (fig. III-5). Ce cylindre interchangeable est placé dans un réflecteur en métal de forme parabolique.



Fig. III-5 — Émetteur cylindrique d'infrarouges longs en fonte, placé dans un réflecteur parabolique en métal

Caractéristiques de quelques types de panneaux rayonnants (infrarouges longs)

Nature de l'émetteur	Puissance en kilowatts	Surface émettrice en centimètres carrés	Température en degrés Celsius	Masse en kilogrammes	Dimensions du panneau en centimètres		
					long.	larg.	épais.
Émetteur à surface radiante nervurée en fonte	2 1,5	1 320	400 env.	8,7	55	24,5	9,2
Émetteur à surface radiante plane en fonte	2,4	1 710	450 env.	23	68	38	10,5
Émetteur à surface radiante plane en fonte	1 1,8	400	400 env.	5	40	10	3,5



Fig. III-6

Séchage de roues de voitures par lampes paraboliques à infrarouges (*Philips*)

Émetteurs cylindriques en fonte à réflecteurs métalliques de forme parabolique (infrarouges longs)

Puissance en kilowatts	Température d'émission en degrés Celsius	Masse en kilogrammes	Dimensions de l'émetteur en centimètres	
			Diamètre	Hauteur
0,075	230	0,35	12,5	15,5
0,150	350			
0,250	500	0,60		

4. PARTICULARITÉS DU CHAUFFAGE PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE

Pour les applications du chauffage par rayonnement infrarouge, on doit particulièrement noter que :

— la température du traitement ne dépasse pas 250 °C environ en général ;

— le chauffage considéré est avant tout un chauffage de surface car la pénétration des infrarouges est relativement faible (d'où la difficulté ou l'impossibilité de chauffer à cœur les corps mauvais conducteurs de la chaleur s'ils ont une grande épaisseur) ;

— les radiations se propagent en ligne droite, ce qui rend difficile le chauffage des objets de forme complexe, surtout s'ils sont mauvais conducteurs de la chaleur ;

— le chauffage des objets métalliques est notablement facilité par la conduction ;

— dans certains cas particuliers on peut avoir intérêt à associer le chauffage par infrarouges à un autre mode de chauffage (convection, par exemple) aux fins d'accélérer certains traitements ;

— le chauffage par infrarouges n'est pas toujours de réalisation facile ; dans l'étude d'un problème industriel de chauffage par rayonnement infrarouge, il faut se méfier des extrapolations exagérées (un essai sérieux de laboratoire peut donner d'utiles indications, surtout qualitatives, mais il ne suffit généralement pas, et il est encore nécessaire de bien connaître certaines lois physiques, notamment celles du rayonnement, ainsi que les règles de la construction) ;

— en principe, il n'est pas économique de s'adresser au chauffage par infrarouges pour réaliser le séchage de produits de peu de valeur très chargés en eau ;

— un thermomètre placé dans un rayonnement ne donne pas la température qu'atteindrait un corps placé au même endroit : il donne seulement la température qu'aurait une masse de mercure de même forme et de mêmes dimensions que celle que contient le thermomètre. Pour repérer (mesurer) la température dans une enceinte, il faut soustraire le thermomètre à l'action des radiations ; d'ailleurs, ce qui importe dans toute opération thermique, et particulièrement en chauffage par rayonnement, ce n'est pas la température de l'ambiance mais celle du corps soumis au chauffage ;

— dans un chauffage par rayonnement, la nature de la substance à chauffer et son état de surface sont des facteurs importants à considérer.

5. PRINCIPALES APPLICATIONS

Parmi les principales applications du chauffage par rayonnement infrarouge, on retiendra notamment :

— le séchage et la cuisson des peintures et vernis (oxydation, polymérisation, enduction, etc.) sur métaux ou sur autres substances (fig. III-6) ;

— les déshydratations et séchages divers (métaux, textiles, papiers céramiques, émaux, etc.) ;

— des traitements divers (plastiques, par exemple) ;

— de simples chauffages (préchauffage, dilatation, etc.) ;

— des traitements dans le vide, etc.

CHAPITRE IV

CHAUFFAGE PAR INDUCTION

1. PRINCIPE DU CHAUFFAGE PAR INDUCTION

1.1. Cas d'un corps conducteur quelconque. — Un four à induction est un transformateur statique dont le courant secondaire constitue le courant de chauffage (fig. IV-1). Si l'on désigne par $\hat{\Phi}$ la valeur maximale du flux utile secondaire, par $E_{2\,\text{eff}}$ la valeur efficace de la f.é.m. secondaire et par R_2 et L_2 respectivement la résistance et l'inductance du circuit secondaire, la puissance P_2, transformée par effet Joule au secondaire du transformateur, est égale à :

$$P_2 = E_{2\,\text{eff}}\, I_{2\,\text{eff}} \cos \varphi_2$$

$$P_2 = E_{2\,\text{eff}} \frac{E_{2\,\text{eff}}}{\sqrt{R_2^2 + L_2^2\,\omega^2}} \cdot \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + L_2^2\,\omega^2}}$$

$$= \frac{E_{2\,\text{eff}}^2\, R_2}{R_2^2 + L_2^2\,\omega^2} = \frac{\hat{\Phi}^2\,\omega^2}{2} \cdot \frac{R_2}{R_2^2 + L_2^2\,\omega_1^2}$$

(car $E_{2\,\text{eff}} = \dfrac{\hat{\Phi}\,\omega}{\sqrt{2}}$, V. t. 1, Électrotechnique, chap. 6).

Cette expression montre que la puissance dissipée par effet Joule dans le circuit secondaire est d'autant plus grande :

— que le *flux est plus grand*, ce qui donne l'avantage au circuit magnétique fermé, donc de moindre réluctance,

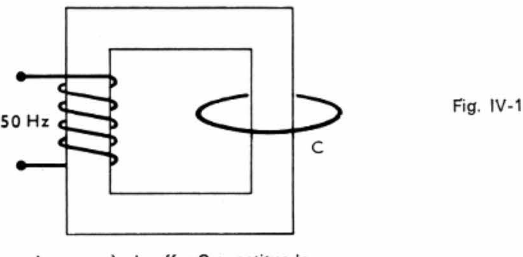


Fig. IV-1

Le corps à chauffer C constitue le secondaire du transformateur

— que la *fréquence est plus élevée*, ce qui conduit à l'emploi de moyennes ou hautes fréquences.

Il semble, en outre, qu'il y ait intérêt à diminuer R_2. Cependant, si R_2 est faible, le courant primaire est relativement intense (transformateur en court-circuit), et la puissance dissipée dans le circuit d'alimentation devient relativement importante. Dans ce four, comme dans le four à résistances, le rendement électrique deviendrait très faible.

1.2. Cas des corps ferromagnétiques. — Lorsque la substance à chauffer est constituée par un *corps ferromagnétique*, tant que la température est inférieure à celle du point de Curie (V. t. 1, Magnétisme, chap. 3), l'**hystérésis** magnétique cause des pertes qui s'ajoutent aux pertes par effet Joule (dues aux courants induits). D'ailleurs, au passage par le point de Curie, la résistivité du matériau varie en même temps que la perméabilité magnétique et cela

modifie de façon importante les courants induits et leur effet Joule.

1.3. Influence de l'effet pelliculaire ou effet Kelvin. — Une spire, placée dans un flux variable, normalement aux lignes d'induction, est traversée par un courant induit $i = \frac{e}{R}$, si l'on désigne par e la f.é.m. induite par le flux résultant (flux extérieur et flux de la spire elle-même) et par R la résistance de la spire. Si R tend vers zéro, e tend aussi vers zéro (sinon i tendrait vers l'infini, ce qui serait absurde), et le flux résultant tend vers zéro. C'est dire que la force magnétomotrice due aux courants induits est telle qu'il n'y a aucune variation de flux à l'intérieur de la spire. Si cette spire est maintenant remplie intérieurement de métal (de façon à constituer un disque plein), la variation de flux étant nulle dans le disque, celui-ci n'est le siège d'aucun courant induit sauf sur sa périphérie (fig. IV-2). Tout se passe comme si

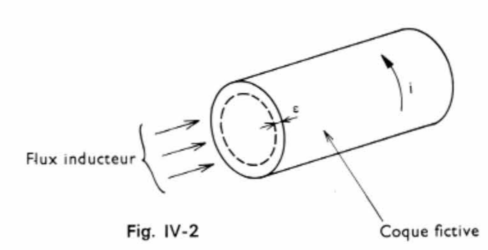


Fig. IV-2

tous les filets de courant étaient « tassés », à densité constante, sur une épaisseur ε, appelée *épaisseur de coque ou épaisseur de la couche de peau*. Pour un cylindre de résistivité ρ, de perméabilité magnétique absolue μ, et pour des courants de fréquence f, lord Kelvin a montré que l'on avait : $\varepsilon = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}$ (unités SI).

Par exemple, à froid, pour une fréquence de 50 Hz, l'épaisseur de la couche de peau du cuivre ($\rho = 2.10^{-8}\ \Omega.\text{m}$, $\mu = 4\pi.10^{-7}$ H/m) est égale à :

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{2 \times 10^{-8}}{\pi \times 4\pi \times 10^{-7} \times 50}} \approx 0{,}01 \text{ m (soit 1 cm)}$$

À la fréquence de 10 000 Hz, elle n'est plus que de 0,07 cm. Il faut noter que cette formule ne s'applique que si le diamètre d du cylindre est grand par rapport à ε ($\varepsilon < 0{,}1\, d$).

Les conclusions que l'on en tire sont les suivantes :

1° à la fréquence du réseau, les pièces à chauffer (ou le diamètre du creuset, s'il s'agit de métal fondu) doivent avoir un *diamètre minimal*. On adopte comme *limite inférieure environ le quadruple de l'épaisseur de la coque* (300 mm pour la fonte, 120 mm pour le cuivre, 150 mm pour le laiton) ;

2° à *moyenne ou haute fréquence variables, il est possible de modifier l'épaisseur de la zone* dans laquelle la chaleur est engendrée par action sur la fréquence ; on peut même obtenir des échauffements très superficiels (trempe) ;

3° la perméabilité magnétique μ réduit l'épaisseur de la couche de peau ; il en résulte qu'il est facile d'échauffer de l'acier froid (de perméabilité relative voisine de 1 000), sans noyau magnétique, à la fréquence du réseau ;

4° la résistance R_2 du circuit secondaire est augmentée quand l'effet pelliculaire intervient (réduction de la section de passage des courants induits). Il en résulte que le rendement électrique du four est amélioré ;

L'effet de peau ne devenant sensible qu'aux fréquences élevées, on a été conduit à réaliser différents types de fours :

a) les fours à *basses fréquences* (50 à 500 Hz) permettant le raccordement au réseau de distribution ;

b) les fours à *moyennes fréquences* où l'effet de peau est largement utilisé ;

c) les fours à *hautes fréquences* ;

d) les fours à *hyperfréquences*.

2. FOURS À BASSES FRÉQUENCES

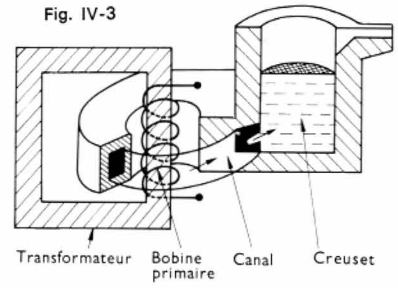
Le chauffage est réalisé avec des appareils ou fours, soit à circuit magnétique fermé, soit sans circuit magnétique (four à creuset).

2.1. Fours à circuit magnétique fermé, dits « à canal ». — Ce sont des transformateurs dont le secondaire est constitué par une spire en court-circuit. C'est le corps à chauffer qui forme cette spire alors que la bobine primaire est alimentée à la fréquence de 50 Hz. On distingue :

1° *les fours à canal horizontal* (fig. IV-3) : le canal est constitué par un anneau de métal fondu qui communique avec une chambre fermée (ou creuset) dans laquelle les métaux à fondre sont chargés ;

2° *les fours à canal vertical* (fig. IV-4) : le circuit magnétique, placé dans un plan horizontal, a la forme d'un « huit » et c'est autour de sa branche médiane (donc

Fig. IV-3



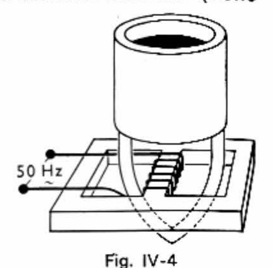


Fig. IV-4
Four à canal submergé

dans un plan vertical) que sont disposées les spires de l'enroulement primaire ainsi que le canal secondaire. Celui-ci est constitué par une portion de faible section communiquant à sa partie supérieure avec le creuset.

2.2. Fours à creuset. — Ils sont constitués par un creuset soit en pisé réfractaire (fig. IV-5), soit en céramique ou en acier (fig. IV-6). Dans ce dernier cas, la transformation d'énergie en chaleur se fait en partie dans le creuset.

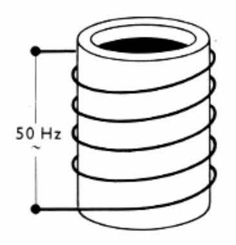


Fig. IV-5 — Four à creuset non conducteur

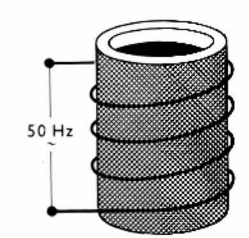


Fig. IV-6 — Four à creuset conducteur

2.3. Particularités des fours à basses fréquences

2.3.1. Brassage de l'anneau. — La répulsion (périodique et de fréquence 2 f) entre le circuit primaire et le circuit secondaire d'un transformateur a pour effet de soumettre la veine du métal fondu à un brassage favorable à l'homogénéisation de ce métal.

2.3.2. Effet de pincement. — Deux conducteurs parallèles parcourus par des courants de même sens s'attirent (V. t. 1, Électricité, chap. 24). Il en résulte que la veine liquide tend à se rétrécir : c'est l'effet de pincement d'autant plus sensible que le liquide est moins dense, que la pression hydrostatique est plus faible et que la densité du courant est plus grande. C'est ce qui explique que pour un métal déterminé, il y a une densité de courant au-delà de laquelle la rupture de la veine liquide se produit par effet de pincement. Cet effet est moins sensible dans les fours à canal vertical car, dans l'anneau, la pression hydrostatique est plus grande.

2.3.3. Faible facteur de puissance. — En raison des grandes fuites magnétiques entre le primaire et le secondaire (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 6), le calcul et l'expérience montrent que ce facteur de puissance diminue quand la capacité du four augmente. Il est plus grand quand le canal



Fig. IV-7 — Four à induction à creuset B.F., d'une capacité de 6,25 t, d'une puissance de 1 300 kW, pour la fusion de l'aluminium et de ses alliages. Vue de la coulée vers le four de maintien en température par l'intermédiaire d'un chenal (*Brown Boveri - C.E.M.*)

est vertical. Pour être relevé, il nécessite le branchement d'une batterie de condensateurs (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 22). On peut utiliser des fréquences multiples de 50 Hz obtenues au moyen de *multiplicateurs de fréquence ;* ils présentent l'inconvénient de renvoyer des harmoniques dans le réseau.

Quand il s'agit d'un *four polyphasé,* on dispose autour du creuset trois noyaux magnétiques, chacun d'eux étant entouré de sa bobine primaire et de son canal secondaire aboutissant à un creuset commun. Ces trois noyaux sont ensuite réunis à leurs deux extrémités par une culasse. Souvent, on emploie deux transformateurs monophasés raccordés au réseau par un montage Scott (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8).

2.4. Applications des fours à basses fréquences. — En dépit de ses inconvénients : faible facteur de puissance, obligation de refroidir l'enroulement primaire par ventilation forcée, nécessité de l'amorçage du four (charge initiale de métal liquide) et parfois maintien d'une marche en veilleuse, le four à basse fréquence (50 Hz et plus récemment 150 Hz et 450 Hz), à circuit magnétique fermé, présente un rendement excellent. Il est principalement appliqué à la fusion des métaux cuivreux, de l'aluminium et des alliages légers. L'évolution technique s'est manifestée par une croissance de la capacité des fours qui peut atteindre 200 tonnes.

Le four à creuset non conducteur sert plus particulièrement à la fusion ou au maintien en température de la fonte, de l'acier ou de métaux légers (fig. IV-7). Le four à creuset conducteur sert à fondre les métaux blancs, le régule, le plomb, le zinc, etc.

Il faut aussi signaler que l'induction à basse fréquence permet le chauffage direct des billettes (fig. IV-8), d'autoclaves ou de corps en forme d'anneau (fig. IV-9).

3. FOURS À MOYENNES FRÉQUENCES

Pour ces fours, les fréquences des courants sont comprises entre quelques centaines et quelques milliers d'hertz, et les puissances entre quelques centaines et quelques milliers de kilowatts. Leur constitution (fig. IV-10) est analogue à celle des appareils à creuset étudiés précédemment. L'effet de peau est important et, en réglant la fréquence, on peut réaliser soit un chauffage à cœur (pour le forgeage), soit un chauffage superficiel (pour la trempe superficielle).

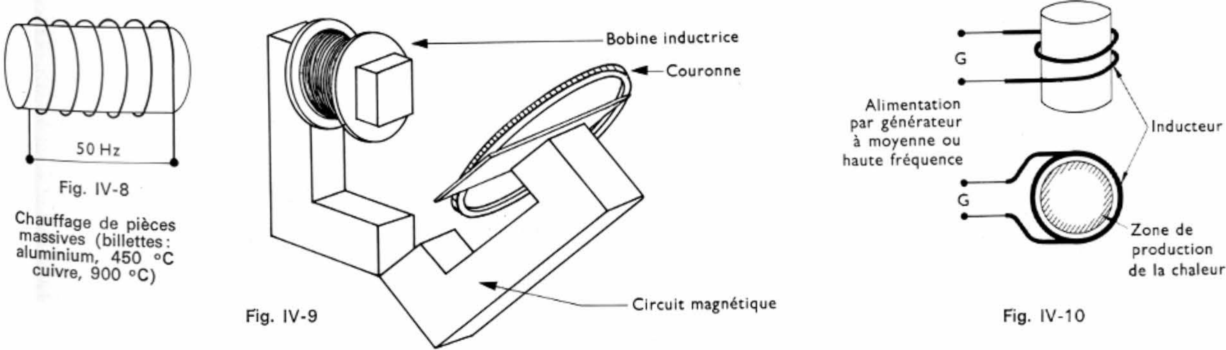


Fig. IV-8

Chauffage de pièces massives (billettes : aluminium, 450 °C cuivre, 900 °C)

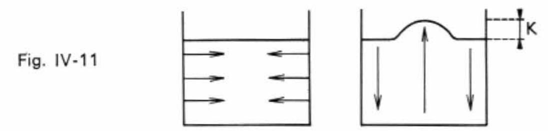
Fig. IV-9

Fig. IV-10

3.1. Puissance transformée en chaleur utile. — La théorie et l'expérience montrent que la puissance servant à l'échauffement est proportionnelle au *carré du courant* absorbé, au *diamètre* du cylindre occupé par la substance dans le four et à la *racine carrée de la fréquence*. Il semble qu'il y ait toujours intérêt à accroître la fréquence; cependant, comme l'effet de peau se produit aussi dans l'*enroulement primaire*, les pertes se trouvent ainsi accrues. Il y a une fréquence limite qu'on a intérêt à ne pas dépasser afin de conserver un bon rendement.

3.2. Brassage électromagnétique. Facteur de puissance. — Les forces électrodynamiques répulsives entre le primaire et le secondaire déterminent (fig. IV-11) un brassage électromagnétique du bain (brassage favorable).

Fig. IV-11



On le règle en modifiant la fréquence en cours d'opération. Le facteur de puissance de ces fours est très faible (grandes fuites magnétiques) et cela nécessite l'adjonction d'une batterie de condensateurs (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 22).

3.3. Générateurs d'alimentation. — Ils sont de deux types:

1° *les alternateurs* produisant des courants dont les fréquences ne dépassent pas 10 000 Hz; leur puissance unitaire peut atteindre 1 500 kW. Ils sont homopolaires à fer tournant (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 9) et sont entraînés par des moteurs asynchrones. On leur reproche leur manque de souplesse, leur insuffisance de puissance et la faiblesse de leur rendement aux fréquences élevées;

2° *les convertisseurs statiques* qui comportent des transformateurs à noyaux saturés pour produire des courants dont les fréquences sont les multiples de 50 Hz (soit 150, 250, 300 Hz) et surtout les *convertisseurs statiques à thyristors* pour des fréquences atteignant 4 000 Hz (V. t. 1, Électronique, chap. 19) Ces derniers sont très répandus car:

a) ils sont fiables;

b) ils permettent une *grande diversification des fréquences* en fonction des différents stades de l'opération métallurgique;

c) ils ont un *rendement excellent* (voisin de 95 %) et ils se prêtent aux régulations et aux programmations rapides et précises.

3.4. Applications des fours à moyennes fréquences. — Les fours à moyennes fréquences sont utilisés pour la fusion de la fonte et de l'acier (en particulier des aciers spéciaux), avec la possibilité de coulée sous vide, (fig. IV-12) pour le chauffage avant matriçage, emboutissage, forgeage ou laminage, pour le réchauffage des tubes et des billettes, pour les traitements thermiques des métaux, etc.

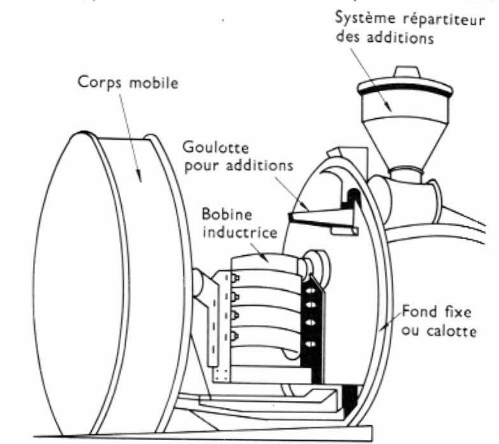
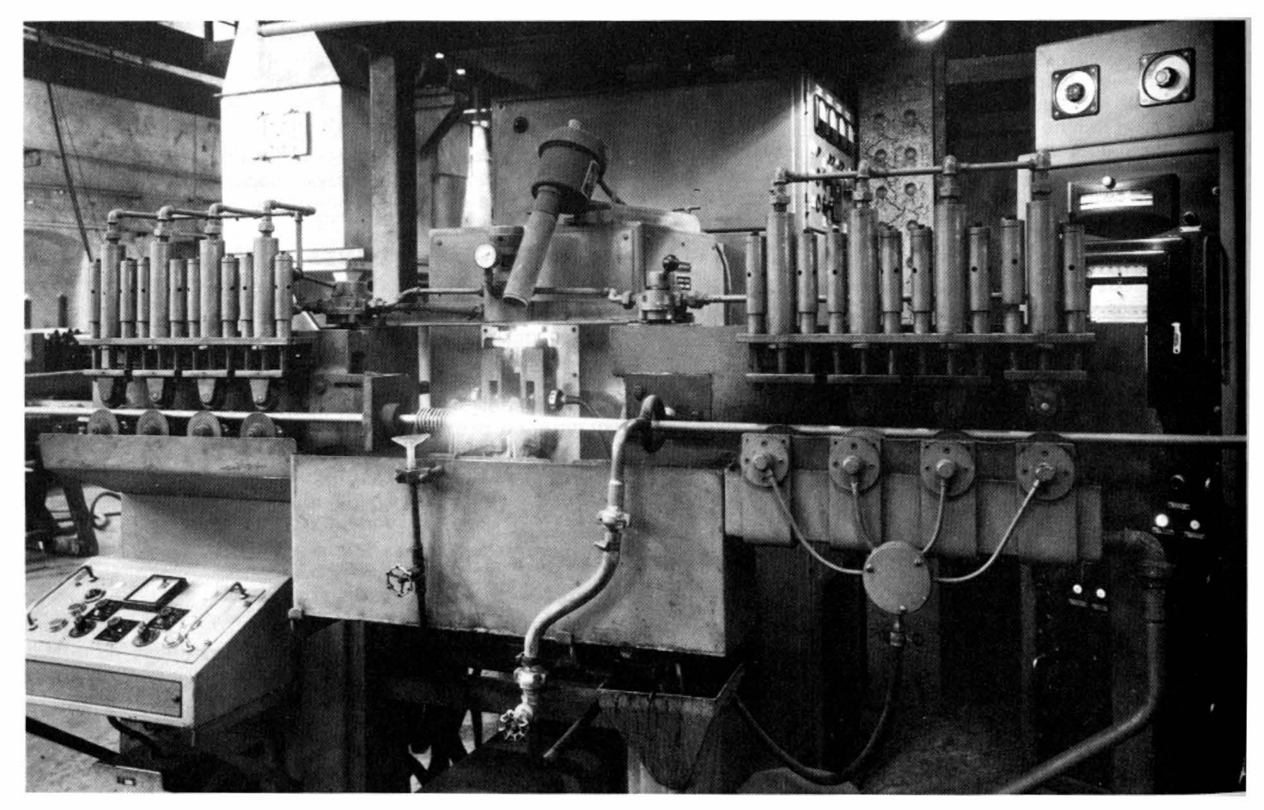


Fig. IV-12 — Four à induction M.F. pour fusion et coulée sous vide (800 kW; 2 000 Hz; 1 000 kg d'acier)



Chauffage de tubes « au défilé » par courant H.F.: en vue de recristallisation, le tube en acier inoxydable est recuit après le soudage (*Brown Boveri - C.E.M.*)

4. FOURS À HAUTES FRÉQUENCES

Ce sont des fours de puissance unitaire importante (jusqu'à 1 200 kW) et qui peuvent être traversés par des courants de fréquences très grandes (supérieures à 10 kHz). À ces fréquences, la couche de peau devient très mince et la chaleur est concentrée dans un faible volume.

4.1. Avantages pour des opérations de chauffage en continu. — Des opérations de chauffage en continu telles que la trempe d'arbres de transmission (fig. IV-13), le soudage de tubes fabriqués à partir d'une tôle laminée, la refusion de l'étain déposé par électrolyse sur des bandes d'acier, exigent des échauffements rapides avec de grandes vitesses de défilement. C'est ce que permettent des bobines alimentées en courants à hautes fréquences en mettant en jeu de grandes puissances.

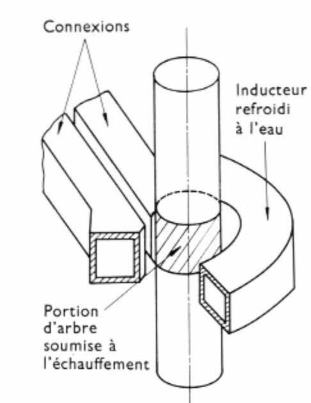


Fig. IV-13

4.2. Alimentation par vapotrons. — Pour réaliser la double condition de puissance et de fréquence, on emploie des *vapotrons*, c'est-à-dire des tubes triodes à refroidissement par vaporisation d'eau. Cette triode est insérée dans un montage oscillateur et elle permet d'obtenir très facilement des courants de fréquences élevées (V. t. 1, Électronique, chap. 4 et 16). Les grandes puissances mises en jeu expliquent la nécessité d'un refroidissement par eau. Les montages oscillateurs utilisés permettent d'obtenir des rendements supérieurs à 70 % malgré l'importance de la dissipation anodique (150 à 200 kW). L'amélioration des performances des transformateurs et la mise au point d'oscillateurs push-pull ont largement contribué à faciliter l'emploi industriel de ce générateur. Ces fortes puissances limitent cependant l'emploi de transistors en remplacement des triodes. Le domaine d'application des fours à hautes fréquences s'étend de la fusion des métaux au brasage et au soudage; comprend également les traitements et le chauffage sous vide.

5. FOURS À HYPERFRÉQUENCES (OU À MICRO-ONDES)

Les progrès accomplis dans la production de courants hyperfréquences (900 MHz $\leqslant f \leqslant$ 6 000 MHz) à l'aide de magnétrons (V. t. 1, Électronique, chap. 21) ont permis récemment d'utiliser leurs effets thermiques.

5.1. Effets thermiques de courants hyperfréquences. — Dans le diélectrique d'un condensateur dont les armatures (fig. IV-14) sont reliées à une source à très



Fig. IV-14
L'énergie électrique est transformée en chaleur au sein de la substance introduite entre les armatures

haute tension et à très haute fréquence (magnétron), le déplacement des charges électriques des constituants moléculaires se fait avec un certain frottement, donc avec production de chaleur. C'est le phénomène d'**hystérésis diélectrique** (V. t. 1, Électricité, chap. 16).

On montre que la puissance ainsi transformée en chaleur, est donnée par l'expression suivante:

$$P = \pi \widehat{E}^2 f \varepsilon \operatorname{tg} \delta,$$

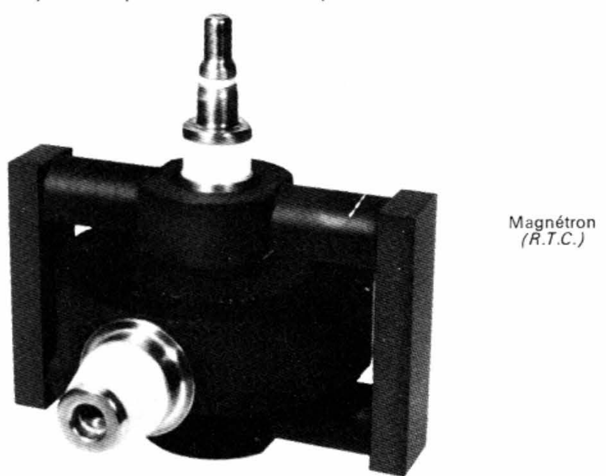
si l'on désigne par $\widehat{E}$ la valeur maximale du gradient de potentiel (c'est-à-dire celle du champ électrique), par f la fréquence, par ε la permittivité de la substance et par δ l'angle de pertes. On exprime P en watts par mètre cube, f en hertz, $\widehat{E}$ en volts par mètre et ε en farads par mètre. Cette formule montre que pour avoir une grande puissance de chauffe, on a intérêt à augmenter la fréquence et à utiliser une tension très grande ($\widehat{E}$ est au carré).

5.2. Propriétés des micro-ondes. — Leurs longueurs d'onde se rapprochant de celles des ondes lumineuses:

1° elles sont peu réfléchies par les corps: elles traversent facilement la surface des substances isolantes et elles sont transformées en chaleur dans celles-ci. Le produit traité n'est donc plus chauffé par l'extérieur mais au contraire *dans la masse* (l'hystérésis diélectrique concerne toutes les molécules);

2° l'énergie hyperfréquentielle peut être conduite vers les corps à chauffer par des tubes, ou *guides d'ondes*, débouchant dans les enceintes où sont placés ces corps (V. t. 2, Télécommunications, chap. 3),

3° l'*absorption* des micro-ondes est *sélective* car elle est liée à certains paramètres caractérisant la substance (en particulier, sa permittivité). Par exemple, un matériau pourra rester froid alors que l'eau qui l'imprègne est échauffée: il se produira une migration de cette eau de l'intérieur vers l'extérieur, ce qui constitue un avantage important par rapport au séchage par convection dans lequel l'évaporation ne se fait qu'en surface.



Magnétron *(R.T.C.)*

5.3. Constitution des fours à hyperfréquences. — Ce sont des enceintes entièrement fermées dans lesquelles débouchent des tubes (guides d'ondes) issus des magnétrons. Grâce aux réflexions multiples des ondes sur les parois de ces enceintes, la chaleur y est uniformément répartie. Quand il s'agit de faire défiler des matières à traiter, on peut pratiquer des ouvertures dans cette enceinte comme pour un four-tunnel, par exemple (fig. IV-15). Dans ces fours, on utilise surtout la propriété des micro-ondes de pouvoir être dirigées vers une enceinte.

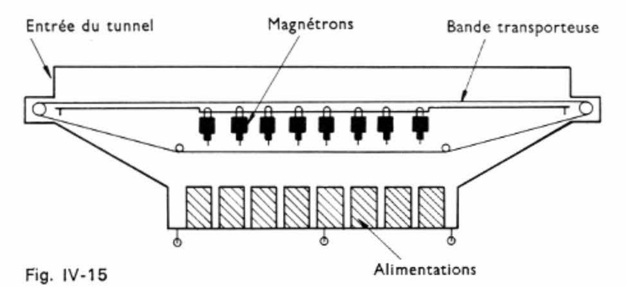
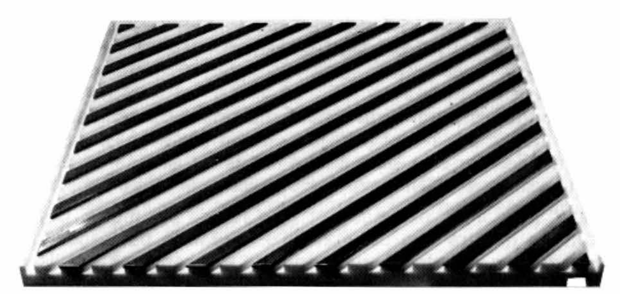


Fig. IV-15



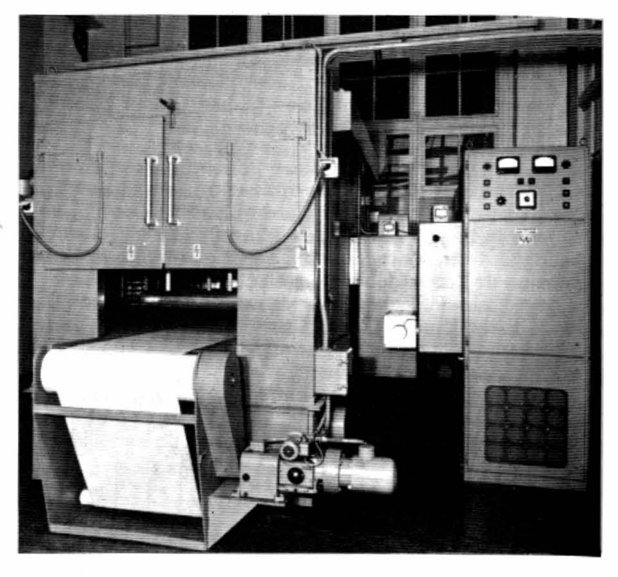
Électrode à barreaux pour le chauffage sélectif de joints de colle (chauffage diélectrique H.F.) (*Brown Boveri - C.E.M.*)

5.4. Chauffage diélectrique. — Le principe est le même, mais dans ce cas, on utilise surtout les propriétés d'absorption et la possibilité de chauffage dans la masse. Le corps à chauffer est placé entre les deux armatures d'un condensateur soumis à une d.d.p. importante. Le contact avec ces armatures n'étant pas nécessaire, on peut opérer dans une atmosphère définie. Les fréquences des tensions utilisées sont comprises entre 5 et 50 mégahertz.

5.5. Exemples d'applications

1° *Four à hyperfréquences.* Comme il s'agit d'un mode de chauffage extrêmement rapide, il est appliqué au séchage et à la cuisson des produits dont les formes peuvent être des plus compliquées : objets en céramique ou en porcelaine, vernis, caoutchoucs, matières plastiques, produits alimentaires, etc.

2° *Chauffage diélectrique.* Les applications sont nombreuses dans le préchauffage ou le soudage des composés organiques mauvais conducteurs de la chaleur



Tunnel d'essais de chauffage H.F. d'une puissance de 25 kW ; la tension H. F. du générateur peut être choisie à volonté jusqu'à 20 kV (*Brown Boveri --C.E.M.*)

et très vulnérables aux échauffements importants. C'est, en particulier, le cas des matières plastiques. On peut aussi citer le collage du bois (du fait de l'action sélective des micro-ondes, la colle est chauffée sans que l'échauffement soit important pour le bois lui-même), le séchage des matières textiles et des noyaux de fonderie, le préchauffage des billes, des lames, etc.

CHAPITRE V

AUTRES TECHNIQUES

1. CHAUFFAGE PAR BOMBARDEMENT ÉLECTRONIQUE

1.1. Principe. — Les électrons émis par une cathode chaude possèdent notamment trois propriétés remarquables :

1° ils se propagent dans le vide ;

2° ils peuvent être accélérés par un champ électrique ;

3° il est possible de focaliser un faisceau au moyen de champs électriques ou (et) de champs magnétiques.

En bombardant une substance avec un faisceau d'électrons on apporte une grande quantité d'énergie dans un volume limité. En effet, l'énergie cinétique des électrons arrêtés par la matière se transforme en énergie thermique et l'échauffement peut être très localisé : le bombardement peut être puissant et concentré (10^2 à 10^9 W/cm^2).

La puissance d'échauffement P produite par ce bombardement est donnée par la formule suivante :

$$P = \frac{1}{2} m V^2 \frac{n}{t},$$

si l'on désigne par m la masse d'un électron, par V la vitesse des électrons et par n le nombre d'électrons arrivant sur la cible pendant le temps t.

1.2. Four à bombardement électronique. — La partie essentielle est le canon à électrons (fig. V-1). La cathode thermoémissive est un filament métallique (tungstène, tantale, etc.) porté à la température d'environ 1 200 °C par le passage d'un courant électrique. Ce filament est négatif par rapport à la pièce à traiter formant

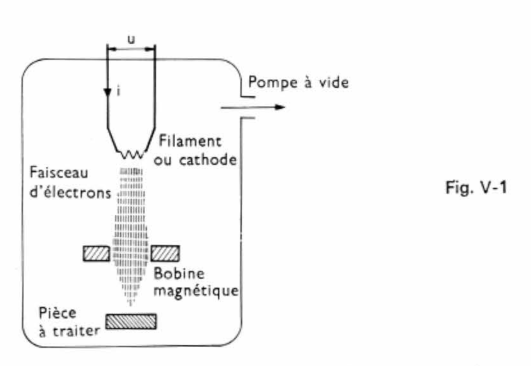


Fig. V-1

anode, et la d.d.p. entre ces deux électrodes est très grande. Les électrons émis par la cathode sont donc attirés par l'anode et fortement accélérés. La focalisation du faisceau est obtenue par l'action magnétique d'une bobine.

Plusieurs canons à électrons peuvent être montés sur le même appareil. Leur puissance peut atteindre plusieurs centaines de kilowatts (par exemple, 2 000 kW). La tendance actuelle est d'utiliser des cathodes de grand pouvoir émissif ne nécessitant pas un chauffage à des températures trop élevées.

La figure V-2 donne le schéma de principe d'un four à bombardement électronique. La *lingotière* (ou moule sans fond) est énergiquement refroidie par un courant d'eau, et cela provoque la solidification du métal traité. S'il s'agit d'une purification, le nouveau lingot est descendu au fur et à mesure qu'il se forme ; il est extrait du four à la fin de l'opération.

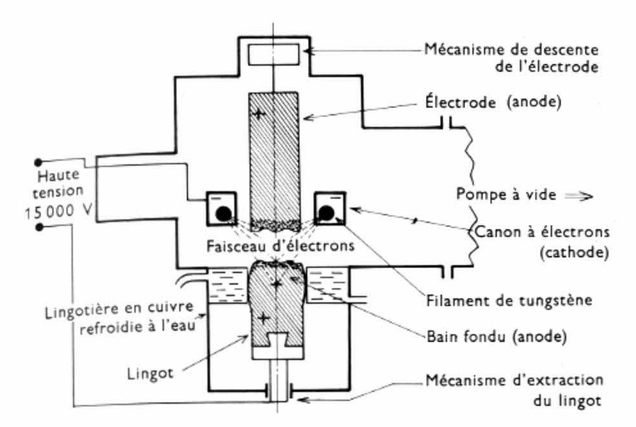


Fig. V-2 — Schéma de principe d'un four à bombardement électronique

1.3. Avantages du bombardement électronique. — Il réunit les avantages de la fusion par arc et par induction sous vide sans en avoir les inconvénients. Son intérêt majeur réside dans le fait qu'il permet de conduire la fusion à une vitesse quelconque en modifiant la puissance spécifique du faisceau d'électrons (puissance fournie par unité de surface). Il est possible de l'arrêter tout en maintenant une puissance d'entretien pour garder le bain à l'état liquide aussi longtemps que l'on veut, contrairement au four à arc sous vide (l'électrode de métal à traiter se consomme lorsque le courant passe). Ces qualités font que ce procédé donne un degré de purification qu'aucun autre ne permet d'atteindre actuellement.

1.4. Applications du bombardement électronique. — Le bombardement électronique est appliqué en unités puissantes à la production de lingots d'acier atteignant 18 tonnes. Il sert plus particulièrement à la fusion de métaux ou alliages à haut point de fusion (tantale, niobium, hafnium, etc.) et notamment de produits réfractaires (il permet d'obtenir le produit avec un haut degré de pureté). Le silicium, le germanium, le gallium utilisés pour la fabrication des semiconducteurs peuvent être obtenus presque à l'état pur.

Il faut signaler également d'autres utilisations du bombardement électronique:

— le *soudage* par formation d'un puits étroit tapissé de métal liquide; il se referme lorsque le faisceau se déplace et il constitue une excellente soudure (fig. V-3);

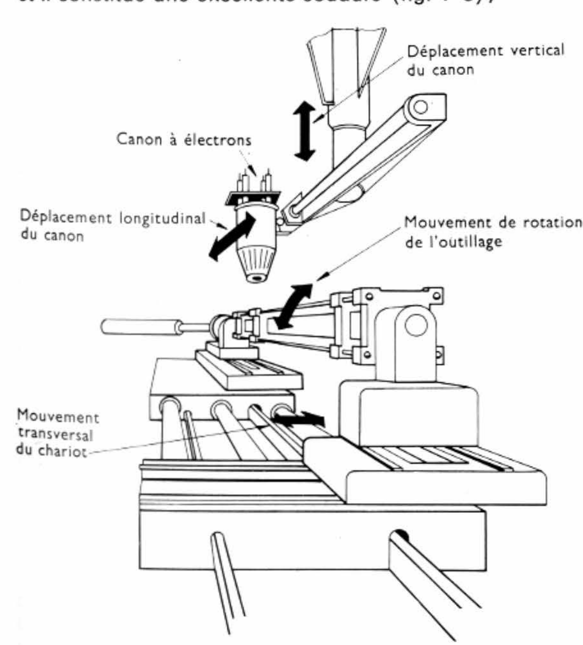


Fig. V-3 — Intérieur d'une machine à souder par faisceaux d'électrons pour assemblage d'éléments de grandes dimensions

— le *dépôt* de métaux *en couches minces ;* ce procédé est plus avantageux (meilleur rendement) que la galvanoplastie et les dépôts sont de meilleure qualité. Cela explique l'application de cette technique dans la fabrication des composants électroniques, dans la métallisation des films plastiques pour condensateurs et aussi pour l'obtention de papiers d'emballage, tissus et objets en plastique métallisés, etc.

2. CHAUFFAGE PAR PLASMA

2.1. Principe. — Quand on soumet un gaz à la fois à des températures élevées et à des champs électriques importants, certains atomes de ce gaz perdent une partie de leurs électrons satellites. Dès lors, ce gaz comporte des électrons libres, des ions positifs et des atomes neutres. Les électrons accélérés par le champ électrique provoquant l'ionisation des molécules (ionisation par choc), très rapidement le gaz est *totalement* ionisé, c'est-à-dire ne renferme plus de molécules neutres: on dit qu'il est à l'état de *plasma*. Il est alors *bon conducteur* de l'électricité et, comme les actions électromagnétiques entre les filets de courant provoquent la concentration de la veine gazeuse, il en résulte une très grande élévation de sa température (7 000 °C à 20 000 °C) dans sa partie centrale. Ce sont des températures qu'aucun autre procédé de chauffage ne permet d'atteindre .

2.2. Générateurs à plasma. — Parmi tous les procédés possibles d'ionisation d'un gaz, deux ont été retenus par l'industrie:

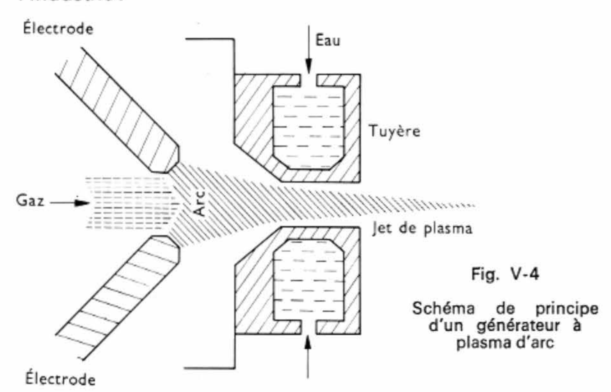
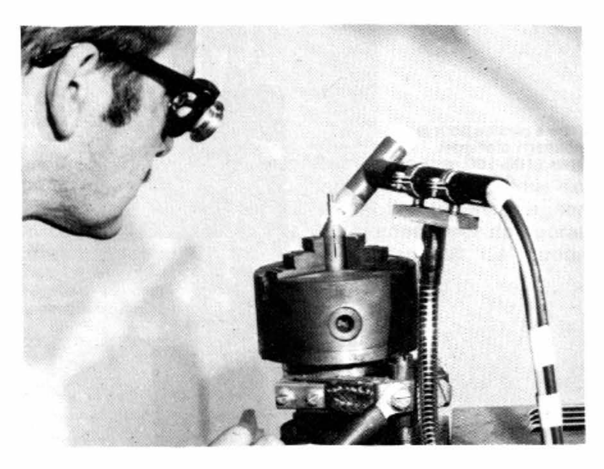


Fig. V-4

Schéma de principe d'un générateur à plasma d'arc

1° *Générateur à plasma d'arc.* — En principe, le plasma est obtenu par passage d'un gaz (argon, azote, hélium, etc.) dans un arc électrique amorcé (fig. V-4) et maintenu entre deux électrodes. Ce gaz est éjecté à travers une tuyère de faible diamètre, fortement refroidie par une circulation d'eau pour éviter toute détérioration du fait d'une élévation de température trop importante.



Torche à plasma pour soudage de faibles épaisseurs (*S.A.F.*)

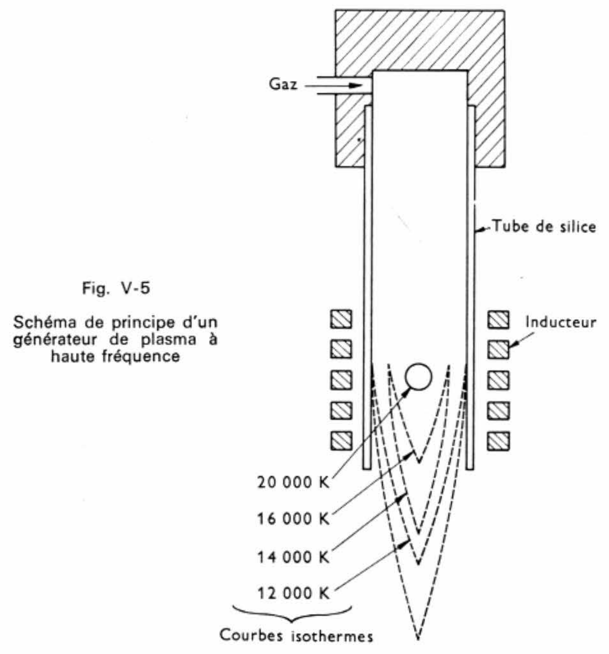


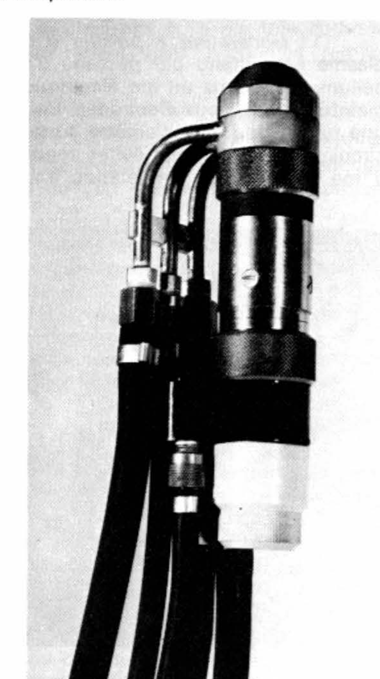
Fig. V-5

Schéma de principe d'un générateur de plasma à haute fréquence

2° *Générateur à plasma à haute fréquence.* — L'ionisation du gaz est réalisée par passage de celui-ci dans un tube (silice, par exemple) placé à l'intérieur d'un solénoïde (fig. V-5) parcouru par un courant à haute fréquence (comprise entre 5 et 60 MHz).

2.3. Applications des générateurs à plasma. — Elles sont fonction des propriétés chimiques du gaz ionisé (neutre, oxydant, réducteur), de la vitesse et de la température du gaz éjecté et de son temps d'action sur la matière à chauffer.

Les plasmas d'arc conviennent au cas où le temps de transfert calorifique est très bref : recouvrement par projection de corps divers, préparation rapide d'objets réfractaires, découpage à grande vitesse de métaux de forte épaisseur (aciers inoxydables, alliages légers), soudage bord à bord de tôles, fusion de métaux (aciers de haute qualité), certains traitements thermiques. Le soudage, le découpage et les projections de particules représentent les applications les plus fréquentes.



Torche à plasma pour le coupage d'alliages légers (100-150 mm) (*S.A.F.*)

Les plasmas à haute fréquence sont utilisés lorsque la vitesse d'éjection du plasma n'est pas un avantage et chaque fois qu'il est nécessaire d'avoir un plasma de grande pureté : c'est le cas du *frittage* et de l'élaboration de monocristaux d'oxydes ou de métaux très réfractaires à partir de matériaux pulvérulents.

3. CHAUFFAGE PAR FAISCEAU LASER

Le chauffage par faisceau laser est l'acquisition la plus récente de l'électrothermie.

3.1. Principe. — On sait (V. t. 1, Physique nucléaire) que les électrons satellites d'un atome sont répartis suivant certains niveaux d'énergie *K, L, M, N* croissant en valeur algébrique de *K* vers *N* et que sous l'action d'un photon (particule d'énergie lumineuse) un électron peut passer à un niveau d'énergie supérieur. Il ne se trouve pas dans un état stable et il a tendance à revenir à son niveau d'énergie initial en libérant alors, sous forme de photons, l'énergie qu'il avait absorbée. Ce phénomène de retour à l'état initial peut s'accomplir *sans apport d'énergie extérieure :* on dit alors que l'émission de photons est *spontanée.* C'est le cas d'un électron qui, sous l'action d'un photon, est passé du niveau *L* au niveau *N* puis revient au niveau *L* en libérant l'énergie $W_N - W_L$. Mais, ce retour à l'état initial peut se produire avec *apport d'énergie extérieure* (notamment celle d'un photon). À ce moment, le passage de l'électron à un niveau plus faible se produit avec réémission de *deux photons :* on dit alors que l'émission est *stimulée* ou *induite.*

Comme les vibrations associées à ces photons sont de même fréquence et en phase, on voit que, par ce processus, on peut avoir une *amplification cohérente* d'une onde lumineuse.

3.2. Pompage optique. — On montre que la probabilité d'émission stimulée entre deux niveaux (1) et (2) est proportionnelle à la population N_2 du niveau supérieur (énergie la plus grande en valeur algébrique) et l'absorption proportionnelle à la population N_1 du niveau inférieur (énergie la plus faible en valeur algébrique). Comme les niveaux énergétiques faibles sont beaucoup plus peuplés en électrons que les niveaux supérieurs pour les corps émissifs utilisables, l'absorption est normalement supérieure à l'émission stimulée et il ne peut y avoir d'amplification cohérente. Pour parvenir à ce résultat, il faut produire une *inversion de population,* c'est-à-dire obtenir que le peuplement du niveau N_2 soit supérieur à celui du niveau N_1 puis stimuler le retour à l'état initial. C'est le rôle dévolu au dispositif dit *de pompage.* À l'aide d'une impulsion de lumière provenant d'un flash, on excite les atomes se trouvant au niveau d'énergie le plus bas (appelé état fondamental), et, par absorption d'énergie, on les fait passer à l'état d'énergie supérieur. Il y a ensuite retombée rapide au niveau initial.

Lorsque l'inversion de population est suffisante, on constate que le corps traité (rubis, par exemple) devient amplificateur de lumière.

3.3. Constitution d'un laser. — De ce qui précède, il résulte qu'un laser comporte essentiellement :

1° un *milieu actif* constitué par des matières dont la structure atomique est convenable (c'est-à-dire à plusieurs niveaux énergétiques), susceptibles d'émettre une radiation de fréquence voulue. Ce milieu est constitué soit par des *cristaux* et des *verres particuliers* (rubis, fluorure de calcium, verre au néodyme, etc.) auxquels on ajoute des produits parfaitement dosés (chrome, uranium, etc.) nécessaires à l'émission à la fréquence désirée, soit des *gaz* (mélange d'hélium et de xénon), soit encore des *semi-conducteurs* (arséniure de gallium, par exemple) ;

2° un *dispositif de pompage* constitué par une lampe à *éclairs,* c'est-à-dire un tube rempli de gaz (souvent du xénon) dont on provoque l'amorçage par une décharge électrique jaillissant entre deux électrodes placées dans le tube ;

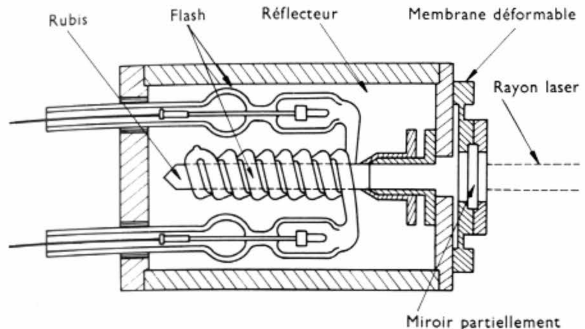


Fig. V-6 — Source de pompage

3° une *cavité résonnante* délimitée par deux miroirs parallèles formés aux extrémités du milieu actif : l'un forme un miroir à réflexion totale, l'autre est partiellement transparent et il permet la sortie du rayonnement laser. Son rôle est de renforcer le rayonnement émis et d'éliminer les rayonnements secondaires (fig. V-6).

3.4. Propriétés et applications du rayonnement laser.

— Les propriétés essentielles du rayonnement laser sont les suivantes :

— sa *très bonne directivité* (peu de divergence et propagation rectiligne du faisceau) ;

— sa *cohérence*, c'est-à-dire que les ondes du faisceau sont de même fréquence et en phase.

Dès lors, on peut concentrer le faisceau sur des surfaces très faibles, obtenir de grandes puissances par centimètre carré et, par suite, des températures très élevées pouvant atteindre plusieurs milliers et même plusieurs dizaines de milliers de degrés Celsius.

Les applications de ce rayonnement sont très nombreuses en *médecine* (stérilisation rapide, soudures localisées de la rétine) et dans diverses techniques (radar, télécommunications, transmission d'informations, calculs électroniques, spectrographie, amorçages d'arc à distance). En particulier, le rayonnement laser a d'intéressantes applications *thermiques*. On peut citer la *fusion localisée de métaux* dans les industries de précision (horlogerie, joaillerie), le *micro-usinage* (microsoudage et microperçage de métaux, rubis de montre, etc.) ainsi que les *traitements thermiques de métaux* et de corps divers (fig. V-7).

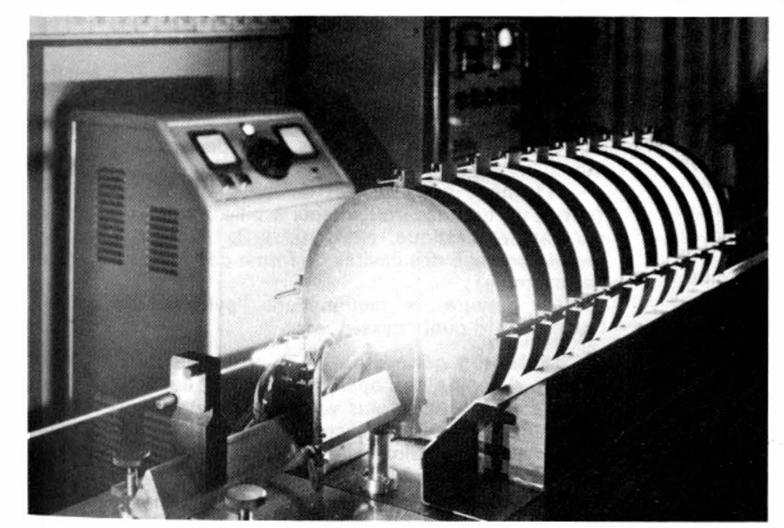


Fig. V-7

Faisceau laser
(*Laboratoires de Marcoussis*)

4. ÉLECTRO-ÉROSION

L'électro-érosion (appelée aussi usinage par étincelage) est un procédé d'usinage qui permet d'amener à la forme désirée des matériaux impossibles à usiner dans de bonnes conditions par des procédés purement mécaniques. Bien que l'élévation de température n'y joue aucun rôle, on range ce procédé dans le cadre de l'électrothermie parce qu'il s'agit de l'utilisation directe (non mécanique) de l'énergie électrique.

4.1. Principe.

— Il s'agit d'enlever sur la pièce à usiner une quantité déterminée de métal en provoquant la formation d'étincelles entre cette pièce et une électrode de forme appropriée. Les corps à usiner doivent être bons conducteurs de l'électricité. Pratiquement, on doit reproduire dans la pièce à usiner *A* (fig. V-8) la forme de *l'outil B* en faisant jaillir des étincelles entre ces deux éléments placés dans un bac rempli d'huile.

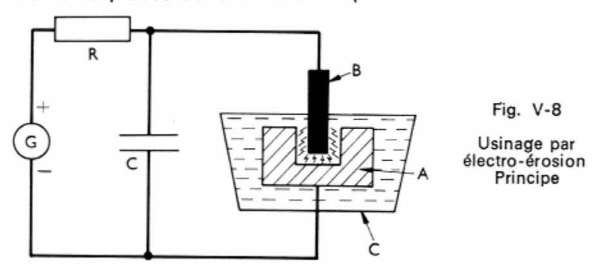


Fig. V-8

Usinage par électro-érosion Principe

Le mécanisme suivant lequel des particules sont arrachées par les étincelles, surtout à l'anode, est encore l'objet de discussions. Il est vraisemblable que les électrodes étant très rapprochées, la rupture du film diélectrique se produit là où son épaisseur est minimale. En ce point il passe donc un courant très intense (*très forte densité* de courant) et le *champ électrique*, directement proportionnel à cette densité de courant, est très grand en ce point ; les *ions positifs* du matériau sont alors soumis à des forces dépassant la résistance à la rupture de celui-ci. Des particules sont détachées de l'anode et déplacées à travers le film diélectrique vers la cathode. La portion de cathode située à l'autre extrémité de l'étincelle est mise en compression et très peu de particules en sont arrachées. Le volume de matière arrachée à l'anode est beaucoup plus important que celui qui est enlevé à la cathode (fig. V-9).

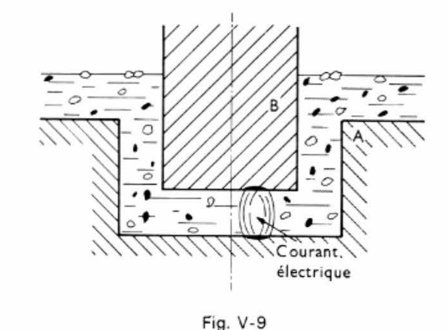


Fig. V-9

4.2. Générateur d'étincelles.

— La tension appliquée entre les électrodes est une tension en dents de scie (ou sensiblement) (fig. V-10). Elle est obtenue en chargeant un condensateur *C* au moyen d'un générateur de courant continu placé en série avec une résistance *R*. L'électrode-

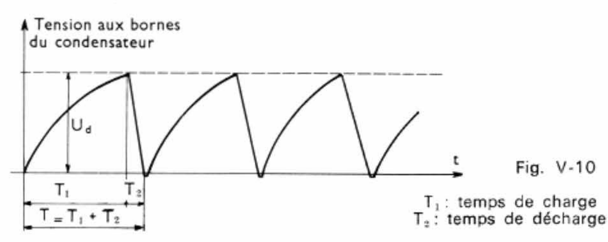
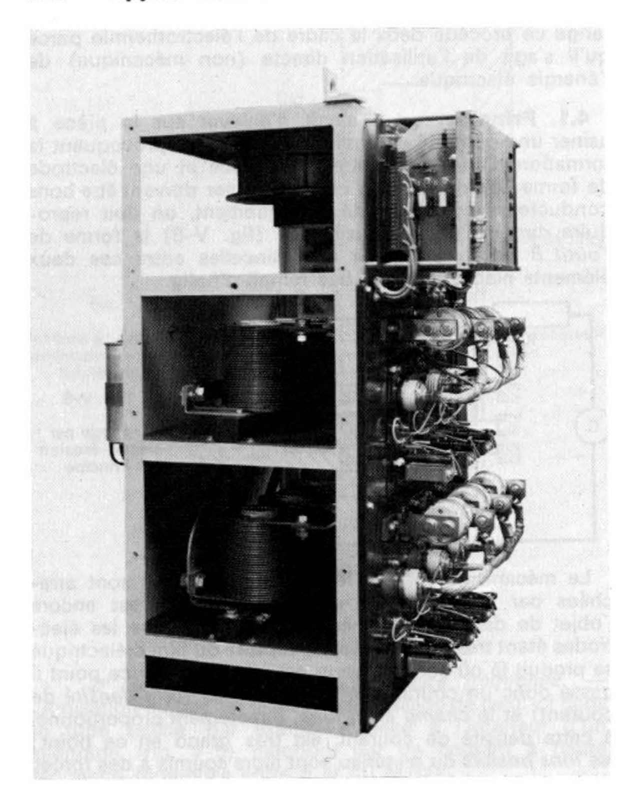
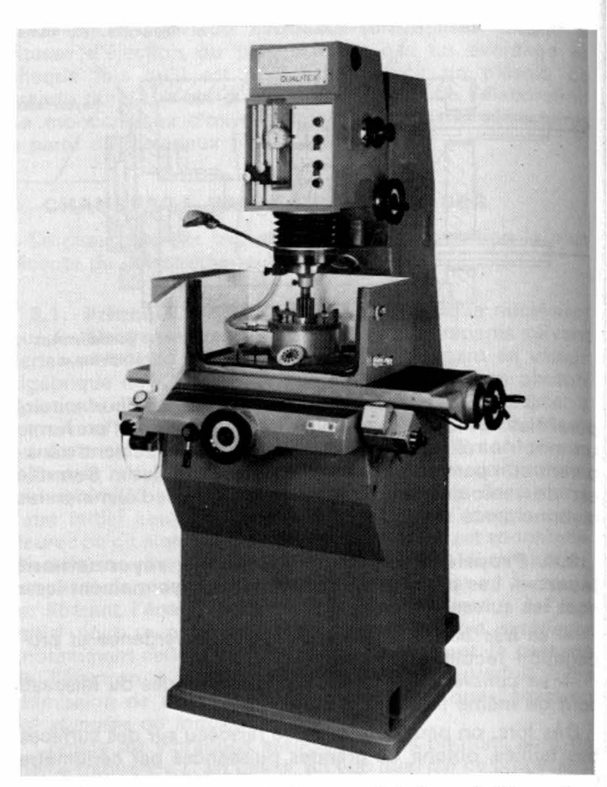


Fig. V-10

T_1 : temps de charge
T_2 : temps de décharge



Redresseur à thyristors ; vue de côté (*Alsthom*)



Machine à usiner par électro-érosion ; on voit la forme de l'électrode et, devant la table, la forme d'une pièce obtenue (*Qualitex*)

outil et la pièce à usiner sont branchées en parallèle avec le condensateur *C*.

Le condensateur se charge pendant un temps T_1 jusqu'à ce que la tension entre ses bornes atteigne un seuil U_d ; à partir de ce moment-là, il se décharge en un temps très court (T_2) à travers le circuit formé par les deux électrodes et l'huile. Ainsi, une étincelle d'une durée de quelques millionièmes de seconde, prend naissance. Toute l'énergie emmagasinée dans le condensateur pendant la charge est dissipée en un temps très bref et la puissance mise en jeu peut alors être 10 à 1 000 fois supérieure à celle de la source. Avec un générateur d'une puissance de 1 kW, il est possible d'obtenir des puissances de 10 à 1 000 kW pendant le temps d'une étincelle. La surface d'impact étant proche de 0,01 mm², on voit que la densité de puissance est comprise entre 10^3 et 10^5 kW/mm² ; ces chiffres illustrent bien le phénomène d'électro-érosion.

La longueur de l'étincelle peut évidemment être réglée manuellement mais il est préférable de munir l'électrode-outil d'un dispositif d'avance automatique. Il faut également prévoir un système de circulation du fluide diélectrique : il doit continuellement s'écouler entre les deux électrodes afin que les particules soient éliminées au fur et à mesure qu'elles sont arrachées. La tension continue est fournie par un redresseur (V. t. 1, Électronique, chap. 18).

4.3. Avantages de l'électro-érosion. — Ce sont essentiellement :

1° la grande *vitesse d'usinage*, souvent indépendante du métal à usiner : il est possible d'enlever jusqu'à 50 cm² de métal par minute en travail d'ébauche ;

2° la *précision et le fini des surfaces* (supérieurs à ceux obtenus par des opérations mécaniques) grâce au dosage précis de l'énergie électrique mise en jeu et au contrôle électronique ;

3° la *possibilité d'usiner des pièces minces* (ou des matériaux avec fentes et angles vifs) car l'effort mécanique entre les deux électrodes est faible ;

4° l'*absence de tensions internes et de microtapures,* car l'immersion dans un diélectrique permet d'éviter toute élévation de température ;

5° l'*adaptation possible à tous les métaux* (même les plus durs) et à *toutes les pièces* quelle que soit leur forme ;

6° la *simplicité d'emploi* et la *possibilité d'automatisation complète* des opérations grâce à l'absence d'efforts entre les pièces à usiner.

4.4. Applications de l'électro-érosion. — L'électro-érosion offre à l'industrie mécanique de larges possibilités parmi lesquelles on peut citer :

— la fabrication d'outillages (matrices, moules, filières, etc.) ;

— l'usinage de pièces et de matériaux les plus divers (aubes de turbines, roulements à billes, poinçons, moules de matière plastique, etc.) ; (V. t. 3, Usinage ; chap. 4) ;

— le perçage des cavités de forme complexe (en hélice, par exemple) ;

— la gravure, la rectification, l'avivage des angles, l'extraction d'outils cassés, etc.

Conclusion générale. — Les problèmes qui se posent dans le domaine des opérations thermiques sont de plus en plus nombreux et plus variés, et chacun d'eux réclame une solution précise. L'électricité s'impose souvent comme source d'énergie calorifique en raison :

— de la sécurité de fonctionnement ;

— de sa souplesse (possibilité de s'adapter à des cadences de marche différentes) ;

— des facilités de réglage et de contrôle permettant à la fois la précision et la constance des fabrications ;

— de l'absence de pollution atmosphérique, condition importante, aussi bien au point de vue de l'ambiance du travail que du voisinage ;

— de la qualité du produit traité.

On lui reproche parfois son prix relativement élevé. En réalité, si l'on tient compte des avantages de l'électricité (aucun stockage n'est nécessaire, par exemple) et si l'on remarque que de nombreuses opérations sont réalisées plus facilement avec l'électricité et de manière plus économique (accroissement de la productivité, augmentation de la durée de l'outillage, diminution des frais d'entretien, etc.) qu'avec d'autres sources d'énergie, les avantages de l'électricité apparaissent nettement.

Tableau général des principales applications industrielles de l'électrothermie et des modes de chauffage et appareils les plus couramment utilisés pour les opérations correspondantes

Catégories d'applications	Nature des opérations réalisées	Modes de chauffage
FUSION	**Fusion et élaboration des métaux et alliages**	
	— Aciers et fontes	Chauffage par arc Chauffage par induction (B.F., M.F. et H.F.) Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma
	— Cuivre, laiton, bronze	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par induction (B.F. et M.F.)
	— Maillechort	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par induction (B.F., M.F. et H.F.)
	— Cupro-nickels	Chauffage par arc Chauffage par induction (B.F., M.F. et H.F.)
	— Aluminium et alliages légers	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par induction (B.F. et M.F.)
	— Étain, plomb, zinc	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par induction (B.F.)
	— Tantale, titane, tungstène, zirconium	Chauffage par arc Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma
	— Métaux précieux	Chauffage par arc Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par induction (H.F.)
	— Ferro-alliages	Chauffage par arc
	Fusion ou ramollissement de corps non métalliques	
	— Brai, colle, résine, gélatine	Chauffage par résistance
	— Verre	Chauffage par résistance au moyen d'un appareil de chauffage direct Chauffage diélectrique
TRAITEMENTS THERMIQUES DES MÉTAUX	— Trempe, recuit, revenu, normalisation	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale et (ou) dans des fours à atmosphère contrôlée Chauffage par induction (M.F. et H.F.)
	— Cémentation, nitruration, carbo-nitruration, cyanuration	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère contrôlée
TRAITEMENTS THERMIQUES DU VERRE	— Trempe, recuisson	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale
CHAUFFAGE DES MÉTAUX (AVANT FORGEAGE, LAMINAGE, FILAGE)	— Chauffage de billettes, lopins, barres, rivets...	Chauffage par résistance dans des fours (à atmosphère normale ou contrôlée) ou au moyen d'appareils de chauffage direct Chauffage par induction (B.F. et M.F.)
SOUDAGE ET BRASAGE DES MÉTAUX	— Soudage en bout ou en T	Chauffage par résistance au moyen d'appareils de chauffage direct et d'appareils de soudage Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma
	— Soudage par recouvrement	Chauffage par résistance au moyen d'appareils de chauffage direct et d'appareils de soudage Chauffage par bombardement électronique
	— Soudage par arc	Chauffage par arc

Catégories d'applications	Nature des opérations réalisées	Modes de chauffage
	— Brasage de pièces diverses	Chauffage par arc au moyen d'un appareil de soudage Chauffage par résistance dans des fours (à atmosphère normale ou contrôlée) ou au moyen d'appareils de chauffage direct ou de soudage Chauffage par induction (M.F. et H.F.) Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma
PROTECTION CONTRE LA CORROSION ET L'USURE (à l'exception des traitements électrolytiques, chromage, cuivrage, nickelage, oxydation anodique, etc.)	— Émaillage vitrifié, galvanisation, étamage, plombage, recouvrement par vernis, peintures, laques...	Chauffage par résistance dans des appareils divers Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage par résistance dans des étuves Chauffage par rayonnement infrarouge Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma
CUISSON DE PRODUITS ET OBJETS EN CÉRAMIQUE, VERRES ET ÉMAUX	— Cuisson de carreaux céramique, céramique d'art, poteries, meules abrasives	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale Chauffage diélectrique
	— Cuisson de décors sur objets en verre, métal, produits céramique divers	Chauffage par résistance dans des fours à atmosphère normale
SÉCHAGE, CUISSON, DESSICCATION, TORRÉFACTION DE PRODUITS ET MATÉRIAUX DIVERS	— Cuisson et séchage de divers produits inflammables (bois, tissus, produits plastiques). Torréfaction et déshydratation de divers aliments	Chauffage par résistance (dans des fours à atmosphère normale ou dans des étuves) Chauffage par rayonnement infrarouge Chauffage diélectrique
CHAUFFAGE DES MATIÈRES PLASTIQUES	— Chauffage et préchauffage des matières thermoplastiques et thermodurcissables (avant formage et moulage), soudage des produits thermoplastiques	Chauffage par résistance (dans des étuves ou des appareils divers) Chauffage par rayonnement infrarouge Chauffage diélectrique
CHAUFFAGE DES LIQUIDES ET DES GAZ	— Production d'eau chaude et de vapeur — Chauffage de liquide — Chauffage de l'air et de gaz divers	Chauffage par résistance (appareils de chauffage direct ou autres)
CUISSON ET GRILLAGE DE PRODUITS ALIMENTAIRES	— Cuisson du pain, aliments divers	Chauffage par résistance (dans des fours à atmosphère normale ou dans des étuves) Chauffage diélectrique
CHAUFFAGE DE PRESSES, CALANDRES ET APPAREILS DIVERS	— Chauffage de presses à mouler, cylindres de laminoirs, encolleuses, appareils à empreintes, tambours de séchage, plateaux, appareils à vulcaniser, fers à souder et à plaquer Chauffe - colle, creusets d'imprimerie	Chauffage par résistance dans des appareils divers Chauffage par induction (B.F.)
OPÉRATIONS DIVERSES	— Usinage	Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma Électro-érosion
	— Découpage	Chauffage par bombardement électronique Chauffage par plasma

ÉLECTROCHIMIE - ÉLECTROMÉTALLURGIE

CHAPITRE PREMIER

NOTIONS THÉORIQUES

L'électrochimie appartient au vaste domaine de la chimie-physique. Elle traite à la fois d'un aspect *favorable*, comme l'élaboration des métaux purs, et d'un aspect *nuisible*, comme les nombreuses formes de corrosion. Nous envisagerons ces différents cas mais, pour une bonne compréhension, après avoir rappelé quelques considérations théoriques qui sont à la base de l'électrochimie. Nous aborderons ensuite les applications de l'électrochimie au laboratoire et dans l'industrie.

L'objet de l'électrochimie est l'étude des *relations entre les transformations chimiques et l'aspect énergétique des réactions mettant en jeu de l'énergie électrique extérieure au système considéré*. Dans ce cas, l'énergie électrique apportée n'est pas seulement la cause d'un dégagement de chaleur mais elle participe réellement à la transformation. L'étude de celle-ci est d'un intérêt considérable pour comprendre le mécanisme des réactions en phase liquide.

Dans de multiples cas, énergie électrique et transformations chimiques sont liées, comme par exemple :

— dans une *électrolyse* qui est un transport de matière dans un électrolyte sous l'action du courant électrique (V. t. 1, Électricité, chap. 7) ;

— dans les *piles* qui utilisent une réaction chimique pour produire du courant électrique ;

— dans la *corrosion électrochimique* qui résulte de la naissance de piles à l'échelle microscopique à la suite d'une hétérogénéité quelconque ;

— dans un grand nombre de *phénomènes colloïdaux*, où les particules peuvent se déplacer dans un champ électrique, phénomène analogue à une migration d'ions.

1. QUELQUES RAPPELS HISTORIQUES

Dès la fin du XVIIIe siècle, Lavoisier constata la présence de charges électriques lors de la dissolution d'un métal dans un acide. Puis, au siècle suivant, Davy effectua les premières préparations électrochimiques ; il obtint le sodium et le potassium par décomposition de solutions de soude et de potasse sous l'action d'un courant électrique. Le phénomène d'électrolyse était mis en évidence. Mais, les travaux les plus célèbres furent réalisés par Faraday après 1830 et il énonça les lois de l'électrolyse. Dès lors, les recherches se multiplièrent et les phénomènes furent précisés. Citons encore Arrhénius qui, en 1883, introduisit l'idée de la préexistence d'ions dans les solutions d'électrolytes et cela en l'absence de tout courant électrique. Cette théorie a permis d'expliquer la conductibilité électrique des électrolytes et la plupart des propriétés chimiques des solutions électrolysables.

2. ÉLECTROLYTES ET ÉLECTROLYSE

2.1. Rappels : électrolyse d'une solution d'acide chlorhydrique. — Si nous immergeons deux lames de métal (par exemple, du platine) dans une solution d'acide chlorhydrique, ces deux électrodes étant reliées aux deux pôles d'un générateur de courant continu, il y a *passage de courant;* dans l'exemple considéré, du chlore se dégage au niveau de l'électrode reliée au pôle *positif* du générateur, tandis que de *l'hydrogène se dégage sur l'autre électrode* (fig. I-1). Dès l'instant que la tension est appliquée, le courant circule ; il n'existe pas de limite inférieure de tension pour le passage du courant.

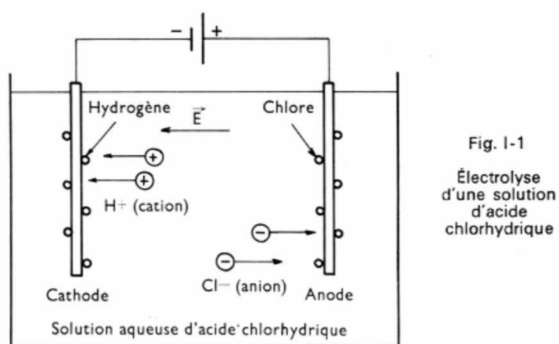


Fig. I-1 Électrolyse d'une solution d'acide chlorhydrique

Cela confirme la *présence d'ions* au sein de la solution avant toute circulation de courant (théorie d'Arrhénius). Il n'est pas nécessaire que le courant électrique participe à la dissociation des molécules, cette dissociation en ions est déjà réalisée dans la solution. Le bain d'électrolyse contient donc des particules chargées positivement, c'est-à-dire, des protons H^+ (ou, ce qui est équivalent, des atomes d'hydrogène auxquels il manque un électron) appelés *cations* H^+ et des ions chlore, chargés négativement, les *anions* Cl^-.

L'électroneutralité de l'ensemble de la solution est assurée par le fait que les ions de signes opposés (mais qui portent des charges égales en valeur absolue) sont en nombre égal. En l'absence d'un champ électrique extérieur, statistiquement le champ au sein de la solution est nul (alors que, localement, il ne l'est pas) et les ions sont seulement soumis à l'agitation thermique. Ce n'est que lorsque les lames de platine immergées sont reliées aux deux bornes du générateur qu'une dissymétrie est créée, car l'électrolyte se trouve dans un *champ électrique*. Sous l'action de ce champ, le comportement des ions est celui des particules électrisées. Les anions Cl^-, chargés négativement, se dirigent vers l'anode positive (en sens inverse du champ électrique) où ils se déchargent :

$$2\,Cl^- \rightarrow \underset{\sim}{Cl_2}\uparrow + 2\,e^-$$

Les cations H^+, chargés positivement, se déplacent dans le sens du champ et vont vers la cathode négative où ils sont neutralisés :

$$2\,H^+ + 2\,e^- \rightarrow \underset{\sim}{H_2}\uparrow$$

Ces deux réactions ont lieu au contact des électrodes métalliques. Tout cela explique bien la nature des dégagements gazeux et les points où ils sont observés.

Cet exemple montre qu'une électrolyse doit être considérée sous un double aspect : *transport de matière* (qui se traduit ici par le dégagement gazeux à partir de la solution d'acide chlorhydrique) et *passage de courant électrique*, ces deux phénomènes étant liés puisque le déplacement de charges accompagne le déplacement de matière. Ainsi, ce sont les anions qui se trouvent au sein de la solution qui se déplacent sous l'action du champ électrique et se déchargent au niveau de l'anode en libérant des électrons ; dans le même temps, les cations reçoivent des électrons à l'anode.

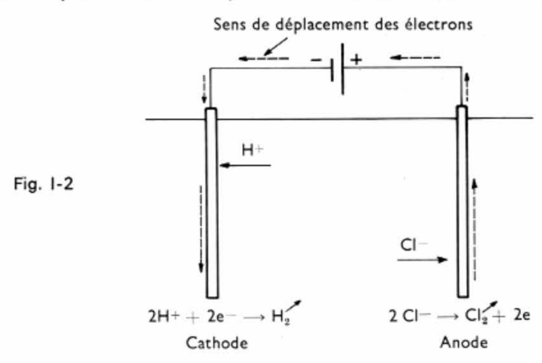


Fig. I-2

Le mouvement des électrons est ainsi bien précisé (fig. I-2) et nous voyons qu'il est lié au déplacement de la matière. La conduction des électrolytes diffère totalement de celle des métaux : dans ces derniers, il s'agit d'un déplacement d'électrons et cela sans déplacement de matière (la masse de l'électron n'intervenant pas) tandis que dans les électrolytes, le phénomène est de nature *ionique*. Dans ce dernier cas, les charges sont localisées sur des particules de matière et leur mouvement est aussi celui des particules. Ce type de conducteurs est dit de *seconde classe* par opposition aux conducteurs métalliques dits de *première classe*. Nous pouvons remarquer que la réaction chimique se produit à *l'interface des conducteurs de première classe* (*électrodes*) *et de seconde classe* (*électrolyte*).

2.2. Les électrolytes. — Ce qui vient d'être dit ne s'applique pas à toutes les solutions et, schématiquement, nous serons amenés à considérer :

— *celles qui ont gardé leur structure moléculaire* et qui ne conduisent pas le courant ;

— *celles qui sont dissociées en ions* (plus ou moins dissociées) et qui sont conductrices de l'électricité.

Pratiquement, à ce point de notre étude, nous pouvons dire que les électrolytes sont les sels, les bases et les acides.

Un cristal de chlorure de sodium est constitué par un empilement d'ions sodium et d'ions chlore suivant un motif régulier formant le réseau cristallographique du cristal. Dans une solution aqueuse, toutes les particules du chlorure de sodium sont dissociées : nous avons affaire à un *électrolyte fort*. Au contraire, une solution d'acide acétique $CH_3\,COOH$ n'est que partiellement décomposée en ions $CH_3\,COO^-$ et en ions hydrogène H^+ ; il y a *équilibre* entre les molécules et les ions : $CH_3\,COOH \rightleftharpoons CH_3\,COO^- + H^+$. C'est un *électrolyte faible*.

Les électrolytes faibles sont les acides et bases faibles et leurs sels (sels de l'acide acétique par exemple). Les électrolytes forts sont les acides et bases fortes et leurs sels (sels de l'acide chlorhydrique par exemple).

2.3. Nature des réactions. — Les réactions chimiques peuvent se classer en deux groupes :

— *les réactions primaires* qui sont directement provoquées par le passage du courant (électrolyse de l'acide chlorhydrique dans l'exemple précédent) ;

— *les réactions secondaires* dans lesquelles interviennent les produits résultant des réactions primaires.

Examinons quelques exemples de complexité croissante :

2.3.1. Électrolyse d'une solution aqueuse d'acide sulfurique H_2SO_4 avec des électrodes en platine. — Cette solution contient des anions sulfate SO_4^{--} et des cations hydrogène H^+. Lors de l'électrolyse, les anions vont vers l'anode où ils s'accumulent et provoquent l'ionisation de l'eau. Cette transformation peut être symbolisée par l'équation chimique suivante :

$$2SO_4^{--} + 2\,H_2O \rightarrow 2\,SO_4^{--} + 4\,H^+ + O_2\uparrow + 4\,e^-$$

Un dégagement d'oxygène se produit au niveau de cette électrode à la suite de la réaction secondaire entre anions et électrolyte.

À la cathode, les cations hydrogène reçoivent des électrons et sont neutralisés : un dégagement d'hydrogène peut être observé comme dans le cas de l'électrolyse de la solution d'acide chlorhydrique.

$$2\,H^+ + 2\,e^- \rightarrow H_2\uparrow$$

2.3.2. Électrolyse d'une solution de sulfate de cuivre ($CuSO_4$) avec des électrodes en cuivre. — La solution de sulfate de cuivre contient des anions sulfate SO_4^{--} et des cations cuivre Cu^{++}. Comme dans l'exemple précédent, les anions sulfate s'accumulent autour de l'anode durant l'électrolyse ; ils provoquent l'ionisation du métal constituant cette électrode. Le cuivre de l'anode se dissout donc dans la solution et cela peut être schématisé par la réaction suivante :

$$SO_4^{--} + Cu \rightarrow SO_4^{--} + Cu^{++} + 2\,e^-$$

À la cathode arrivent des ions cuivre Cu^{++} ; ils reçoivent alors des électrons et les atomes de cuivre résultant de leur neutralisation se déposent sur l'électrode.

Globalement, la solution est inchangée : chaque ion cuivre déposé à la cathode est remplacé par un ion cuivre enlevé à l'anode. La concentration de la solution ne varie pas du fait de la réaction secondaire entre l'anion et le métal de l'électrode. L'anode se dissout alors que la cathode se recouvre de cuivre : il y a simplement transport du cuivre (cela constitue le principe du raffinage électrolytique du cuivre ; V. chap. 11, § 1).

2.3.3. Électrolyse d'une solution aqueuse de chlorure de sodium (NaCl) avec des électrodes en platine. — Dans les exemples précédents, les réactions secondaires se produisaient entre anions et électrolyte ou entre anions et électrode. Dans le cas considéré ici, la réaction a lieu entre les produits formés. Comme nous avons déjà eu l'occasion de l'étudier (V. t. 1, Électricité, chap. 7), nous nous bornerons à rappeler les réactions au niveau des électrodes durant l'électrolyse. À l'anode, les anions chlore sont neutralisés et du chlore se dégage :

$$2\,Cl^- \rightarrow Cl_2\uparrow + 2\,e^-$$

À la cathode, il se produit une ionisation de l'eau du fait de l'accumulation des cations sodium Na^+ :

$$2\,e^- + 2\,Na^+ + 2\,H_2O \rightarrow \underbrace{2\,Na^+ + 2\,OH^-}_{\text{soude}} + \frac{1}{2}\,H_2\uparrow$$

Mais, comme le chlore est légèrement soluble dans la

solution, il réagit avec la soude dans la région cathodique. Cette réaction secondaire donne, à froid, de l'hypochlorite de sodium et, à chaud, du chlorate ou du perchlorate de sodium.

2.4. Oxydoréduction. — Il apparaît intéressant d'introduire ici, bien que sommairement, une notion très importante en chimie, celle d'oxydoréduction. À la *cathode*, se produit une *capture d'électrons*, donc un phénomène dit de *réduction* (l'élément qui est modifié par réduction acquiert des électrons), tandis qu'à *l'anode*, la réaction est accompagnée d'une *perte* d'un ou plusieurs électrons : c'est une *oxydation*. Cet aspect moderne permet d'établir une généralisation des réactions d'oxydoréduction : *le donneur d'électrons est appelé un réducteur* et *l'accepteur est un oxydant; le réducteur subit une oxydation* et *l'oxydant subit une réduction*. Ainsi, par exemple : l'ion ferreux Fe^{2+} est réducteur car il est susceptible de céder un électron et de s'oxyder : il passe alors à l'état d'ion ferrique Fe^{3+}. L'ensemble du réducteur Red et de l'oxydant Ox correspondant forme un couple oxydoréducteur :

$$\text{Red.} \rightleftharpoons \text{Ox} + n\,e^- \quad (\text{par exemple } Fe^{2+} \rightleftharpoons Fe^{3+} + e^-)$$

Une réaction d'oxydoréduction a lieu si un réducteur Red_1 susceptible de céder des électrons ($Red_1 \rightleftharpoons Ox_1 + n_1e^-$) se trouve en présence d'un oxydant Ox_2 susceptible de les accepter ($Ox_2 + n_2e^- \rightleftharpoons Red_2$), c'est-à-dire que deux couples distincts interviennent. La réaction globale peut s'écrire :

$$n_2\,Red_1 + n_1\,Ox_2 \rightleftharpoons n_2\,Ox_1 + n_1\,Red_2$$

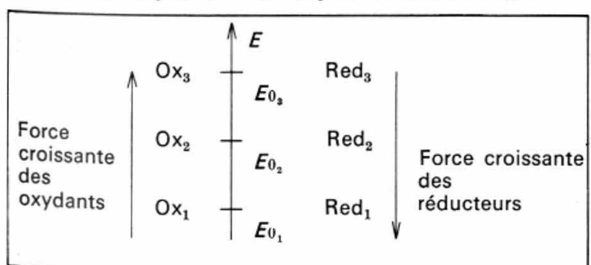
Chaque couple oxydoréducteur est caractérisé par son *potentiel normal* E_0, grandeur constante pour un couple ; elle caractérise sa « force ». Pour classer les couples oxydoréducteurs d'après leur potentiel, une origine a été fixée arbitrairement : c'est le potentiel du couple ion hydrogène-hydrogène (potentiel de l'électrode normale à hydrogène).

Échelle des couples

Oxydant	E	Réducteur	
Ce^{4+}	—	Ce^{3+}	
Cl_2	—	Cl^-	
Fe^{3+}	—	Fe^{2+}	
H^+	— 0	H_2	← Potentiel de référence
Cr^{3+}	—	Cr^{2+}	

Les oxydants sont d'autant plus énergiques qu'ils correspondent à un potentiel plus grand (l'ion ferrique Fe^{3+} est un oxydant plus fort que l'ion hydrogène H^+) ; les réducteurs sont d'autant plus énergiques qu'ils correspondent à un potentiel plus faible (l'ion chrome Cr^{2+} est un réducteur plus fort que l'ion chlore Cl^-). Ainsi, dans un couple oxydoréducteur, si l'oxydant est fort, le réducteur est faible. Pour qu'une réaction d'oxydoréduction ait lieu, le couple auquel appartient l'oxydant doit avoir un potentiel normal supérieur à celui du couple auquel appartient le réducteur.

Tableau permettant de prévoir une réaction



Ainsi, le réducteur Red_1 peut réagir avec les oxydants Ox_3 et Ox_2

$$Red_1 + Ox_3 \rightleftharpoons Red_3 + Ox_1$$
$$Red_1 + Ox_2 \rightleftharpoons Red_2 + Ox_1$$

Il convient donc de bien faire la différence entre un couple oxydoréducteur (ou couple redox) et une réaction redox. Une telle échelle permet de savoir si une réaction redox peut avoir lieu mais elle ne suffit pas : il faut aussi tenir compte du solvant qui peut lui-même agir. Par exemple l'eau est réductible :

$$2\,H_2O + 2e^- \rightarrow H_2 + 2\,OH^-$$

et oxydable :

$$2\,H_2O \rightarrow 4e^- + O_2 + 4\,H^+$$

Cela explique pourquoi il est impossible d'obtenir des solutions aqueuses de réducteurs très forts (de sodium par exemple) ; ils réagissent avec l'eau en donnant de l'hydrogène et l'oxydant correspondant ; il en est de même pour les oxydants très forts (le fluor par exemple) : ils donnent de l'oxygène et le réducteur correspondant.

Pour compléter ce qui vient d'être dit, signalons que si deux réducteurs sont en présence d'un oxydant, c'est toujours le plus fort qui entre en réaction le premier. Après sa disparition totale seulement, le moins fort réagit (*réactions successives*). Cependant, si les potentiels de deux réducteurs sont voisins, ils entrent en réaction simultanément (*réactions simultanées*).

3. LOIS DE FARADAY

La quantité d'électricité mise en jeu dans une électrolyse peut être exprimée en fonction du nombre d'électrons qui partent du générateur et qui parviennent à la cathode où ils sont captés ; c'est évidemment le même nombre que celui des électrons qui sont libérés à l'anode et qui parviennent à l'autre pôle du générateur puisqu'il y a *conservation* de l'électricité.

Considérons un électrolyte de formule stœchiométrique A_aC_c ; l'anion étant désigné par A^{n-} est porteur d'une charge $-ne$ et le cation désigné par C^{p+} est porteur d'une charge $+pe$. L'électroneutralité de l'ensemble implique l'égalité : $an = cp$. À l'anode, a anions cèdent an électrons ; à la cathode, c cations reçoivent cp électrons ; un nombre égal d'électrons participent à la réaction. Autrement dit, a anions A^{n-} et c cations C^{p+} interviennent dans des réactions primaires. *L'effet obtenu* (*dépôt ou dégagement gazeux*) *est proportionnel au nombre d'électrons* (c'est-à-dire à la quantité d'électricité) *ayant traversé le bain*. Par suite, si dans un même circuit, nous disposons en série des bacs contenant des électrolytes à cations différents : argent Ag^+, cuivre Cu^{++}, aluminium Al^{+++}, la quantité d'électricité nécessaire pour neutraliser une mole d'ions argent Ag^+, ne permettra que de neutraliser une demi-mole d'ions cuivre Cu^{++} et un tiers de mole d'ions aluminium Al^{+++}. Ainsi, si nous recueillons 108 g d'argent dans le premier bac, nous obtenons $\frac{64}{2}$ g de cuivre et $\frac{24}{3}$ g d'aluminium dans les autres bacs, c'est-à-dire une masse de métal égale au rapport de la masse atomique M de l'élément et du nombre de valence de l'ion correspondant. Ce rapport $\frac{M}{n}$ a été appelé *équivalent-gramme*.

Lois de Faraday :

— *La masse m de substance formée à une électrode est proportionnelle à la quantité totale d'électricité Q qui a traversé le bac à électrolyse :*

$$\boxed{m \sim Q}$$

— Avec des électrolytes différents (nature ou concentration), *la même quantité d'électricité permet d'obtenir le même nombre d'équivalents-grammes.*

La quantité d'électricité nécessaire pour obtenir un équivalent-gramme $\frac{M}{n}$ d'une substance est égale à 96 500 C. Elle est souvent appelée *faraday*.

On appelle *équivalent-électrochimique* d'un élément, la masse de cet élément obtenue électrochimiquement au

moyen d'une quantité d'électricité d'un coulomb. L'équivalent électrochimique de l'argent est égal à :

$$\frac{108}{96\,500} = 0{,}001\,118 \text{ g}$$

En conclusion, après le passage d'une quantité d'électricité de Q coulombs dans un électrolyte, la masse de substance déposée (ou dégagée s'il s'agit d'un gaz) est égale à $\frac{Q}{96\,500}$ équivalents-grammes et à Q équivalents-électrochimiques.

Il convient de noter que ces lois expérimentales sont bien vérifiées. Les écarts apparents qui peuvent être décelés dans certains cas sont le fait de conditions expérimentales particulières.

Remarque : Si le bac à électrolyse est traversé par un courant d'intensité constante I pendant un temps t, la quantité d'électricité Q est donnée par l'égalité suivante :

$$Q = I\,t$$

Les lois de Faraday peuvent alors être résumées par une unique relation :

$$\boxed{m = \frac{1}{96\,500}\,\frac{M}{n}\,I\,t}$$

Le courant I est appelé *courant faradique ;* c'est le courant qui sert effectivement aux réactions chimiques et qui seul doit être pris en compte pour l'application de ces lois.

CHAPITRE II
CONDUCTIBILITÉ DES ÉLECTROLYTES

1. RÉSISTANCE D'UN ÉLECTROLYTE

Un électrolyte, comme un conducteur métallique, présente une certaine résistance et il peut être caractérisé par sa résistivité ρ ou par sa conductivité σ (V. t. 1, Électricité, chap. 2).

Appliquons une différence de potentiel U entre deux électrodes plongées dans un électrolyte (fig. II-1) : sous l'effet du champ électrique $\vec{E}$, les anions migrent vers l'anode et les cations vers la cathode. Une *accumulation* de charges se produit autour des deux électrodes et un champ électrique *antagoniste* prend naissance. Il s'oppose au mouvement d'autres charges sauf dans deux cas :

— *Si la d.d.p. est alternative :* il en est de même du champ électrique et son effet global est nul (les effets obtenus durant une alternance sont opposés à ceux produits pendant la suivante) ; la solution reste conductrice et il est possible de mesurer sa résistance.

— *S'il y a électrolyse,* donc s'il n'y a pas d'accumulation d'ions, ce qui impose une d.d.p. suffisamment élevée ; la mesure de résistance est alors également possible.

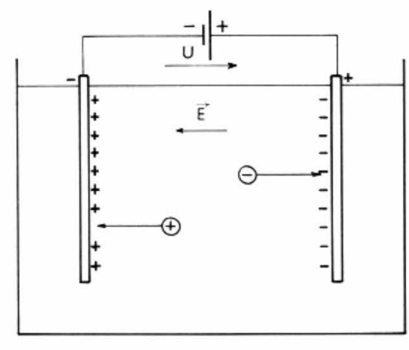


Fig. II-1

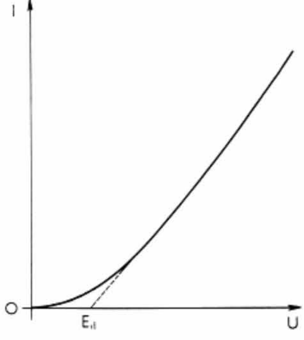


Fig. II-2 — I = f(U)

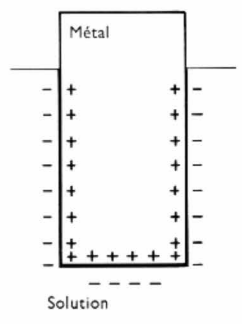


Fig. II-3 — Double couche électrochimique

2. SURTENSIONS

Si nous portons sur un graphique les valeurs de l'intensité de courant faradique en fonction de la tension appliquée, nous obtenons une courbe (fig. II-2) qui montre que la loi d'Ohm pour un récepteur est applicable à partir d'une valeur E_d de la tension. L'intensité du courant n'est d'ailleurs notable qu'au-delà de ce seuil.

Par exemple, si dans une solution de sulfate de cuivre plongent deux électrodes en cuivre (électrodes impolarisables) celles-ci prennent spontanément un potentiel de + 0,34 V pour l'anode et de — 0,34 V pour la cathode (V. chap. 4) : le système est parfaitement symétrique. Bien que la tension d'équilibre du système soit nulle [(+ 0,34) + (— 0,34 V) = 0], il faut appliquer une tension supérieure à E_d pour qu'un courant puisse être décelé.

La valeur de E_d est fonction de la facilité avec laquelle les anions perdent des électrons et les cations en acquièrent. En effet, les réactions d'électrodes se traduisent par la séparation de charges électriques (par exemple un métal M est transformé en un ion M^{n+} selon la réaction : $M \rightleftharpoons M^{n+} + n\,e^-$) et un champ électrique apparaît au niveau de ces électrodes. Une d.d.p. prend donc naissance ; elle dépend de l'affinité chimique des constituants. En l'absence de tension extérieure, il s'établit un équilibre et il faut que la d.d.p. appliquée dépasse une valeur déterminée pour que celui-ci soit déplacé. Ce dépassement ou surtension résulte du fait que les réactions d'électrode ne sont pas thermodynamiquement parfaitement réversibles et nécessitent un apport d'énergie. La surtension totale est généralement considérée comme la somme de diverses *surtensions dites de transfert, de diffusion, de réaction et de résistance.*

2.1. Surtension de transfert. — À toute réaction chimique (à l'électrode) correspond *une énergie d'activation qui dépend de la nature chimique des éléments.* À l'équilibre, il y a deux réactions opposées (ionisation et recombinaison) et l'effet global est nul. L'accroissement de la tension électrique qui favorise le *déplacement de l'équilibre* dans un sens est appelé surtension de transfert. Une surtension de transfert supplémentaire est due à la formation d'une *double couche électrochimique* gênant le passage à l'interface métal-solution ; elle est formée par deux couches électriques de signes contraires (fig. II-3).

2.2. Surtension de diffusion. — À cause de la réaction d'électrode, la solution *s'appauvrit en substance active au niveau de l'électrode.* Or, pour la réaction, il faut que la concentration reste constante. La solution est renouvelée du fait d'une *migration de matière* sous l'effet du champ électrique et aussi d'une façon assez lente par convection et par diffusion. Pour accélérer ce mouvement, une légère surtension, appelée surtension de diffusion, est nécessaire.

2.3. Surtension de réaction. — Elle *compense les variations de concentrations* au niveau de l'électrode, dues aux réactions *chimiques secondaires*.

2.4. Surtension de résistance. — Elle dépend de la *résistance présentée* par l'électrolyte et par les autres éléments conducteurs de la cellule.

L'ensemble de ces surtensions ou polarisations oblige à appliquer une tension électrique supérieure à la tension d'équilibre E_d. Celle-ci dépend surtout de la surtension de résistance (due à la cellule) et des surtensions de transfert (dues aux deux électrodes). La cathode est plus négative que prévu et l'anode plus positive. Dans le cas d'électrodes impolarisables, les surtensions de transfert sont assez faibles et la plus grande partie de la tension appliquée sert à vaincre la surtension de résistance.

3. MESURE DE LA CONDUCTIVITÉ DES ÉLECTROLYTES

La résistance d'un électrolyte peut être mesurée au moyen d'un pont de Kohlraush (fig. II-4) (dont le principe

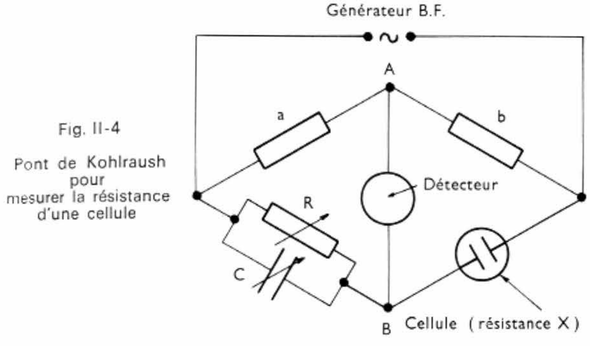


Fig. II-4
Pont de Kohlraush pour mesurer la résistance d'une cellule

est voisin de celui du pont de Wheatstone. V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 15). L'électrolyte est placé dans un récipient (fig. II-5) qui est inséré dans une branche du pont. Pour éviter que les phénomènes de

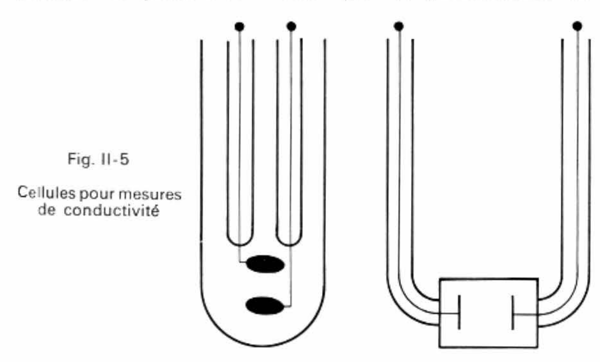


Fig. II-5
Cellules pour mesures de conductivité

polarisation faussent la mesure, il faut alimenter le pont en *courant alternatif* (les effets de l'électrolyse durant une alternance sont compensés par les effets inverses qui se produisent pendant l'alternance suivante). La capacité électrique de la cellule étant appréciable, pour obtenir l'équilibre, il faut mettre un condensateur réglable C en parallèle avec la résistance variable R. Le générateur de courant alternatif fournit un courant sinusoïdal à la fréquence souhaitée. Cette fréquence est assez grande pour atténuer au maximum l'électrolyse et, donc, les effets de la polarisation. À l'équilibre nous pouvons écrire :

$$\frac{X}{R} = \frac{b}{a}$$

3.1. Conductivité de l'électrolyte. — La résistance X mesurée entre deux électrodes inattaquables (en platine recouvert de noir de platine afin de rendre plus complète la dépolarisation) est en réalité la résistance de la colonne de liquide comprise entre les deux électrodes. Nous pouvons donc en connaître les caractéristiques géométriques, la surface S et la longueur l et déduire la résistance $X = \rho \frac{l}{S}$ et la conductivité $\sigma = \frac{1}{\rho}$.

Afin d'éliminer à la fois les erreurs de mesure sur ces caractéristiques géométriques et une mauvaise définition du volume-enveloppe des lignes de courants, la détermination de la conductivité peut être ramenée à une comparaison. En effet, les valeurs de la résistance X et la conductivité σ sont aussi données par les expressions suivantes :

$$X = \frac{1}{\sigma}\frac{l}{S} = \frac{K}{\sigma} \Rightarrow \sigma = \frac{K}{X}$$

dans lesquelles K désigne une constante qui ne dépend pas de l'électrolyte. Cette grandeur est mesurée en plaçant dans le vase un *électrolyte de conductivité* connu, comme le chlorure de potassium.

Valeur de la conductivité σ du chlorure de potassium à diverses températures et pour différentes concentrations

(σ est exprimé en ohms-mètres à la puissance moins 1)

Température (degrés Celsius)	Conductivité		
	Concentration		
	1	0,1	0,01
0	$65\ 10^{-3}$	$7\ 10^{-3}$	$0{,}7\ 10^{-3}$
10	$82\ 10^{-3}$	$9\ 10^{-3}$	$1\ \ 10^{-3}$
18	$97\ 10^{-3}$	$11\ 10^{-3}$	$1{,}2\ 10^{-3}$
25	$111\ 10^{-3}$	$13\ 10^{-3}$	$1{,}4\ 10^{-3}$

La constante K du vase peut ainsi être obtenue sans connaître ses caractéristiques géométriques :

$$K = R_{KCl}\ \sigma_{KCl} \qquad \text{et : } \sigma = \sigma_{KCl}\ \frac{R_{KCl}}{X}$$

Remarque : En solution diluée, il est nécessaire d'utiliser de *l'eau de très grande pureté* (débarrassée de ses sels minéraux), afin de diminuer la conductivité supplémentaire qu'elle pourrait introduire. En effet, la conductivité d'un bain est égale à celle du soluté augmentée de celle du solvant, ici l'eau. Diverses distillations successives sont nécessaires pour obtenir une eau de conductivité voisine de 10^{-6} $(\Omega\,.\,m)^{-1}$. Malgré tout, il est tenu compte de cette conductivité lorsque la précision de la mesure l'impose, notamment quand la conductivité de la substance est assez faible. Disons que les cellules ont des constantes comprises entre 0,01 et 100 m^{-1}.

3.2. Conductivité équivalente. — C'est la valeur de la conductivité ramenée à *un équivalent-gramme par mètre-cube*.

Rappelons que la concentration équivalente c d'une solution est égale au *nombre d'équivalents-grammes par litre*. Une solution normale (dite solution N) contient un équivalent-gramme par litre ; une solution décinormale $\left(\text{dite solution } \frac{N}{10}\right)$ contient un dixième d'équivalent-gramme par litre. Ainsi une solution décinormale $\left(c = \frac{1}{10}\right)$ de chlorure de baryum ($BaCl_2$ ou Ba^{++}, 2 Cl^-) contient un dixième d'équivalent-gramme d'ion baryum par litre, soit un vingtième de mole de molécules par litre.

La conductivité équivalente Λ est donnée en fonction de la concentration équivalente c et de la conductivité σ par la relation suivante :

$$\Lambda = \frac{1\,000}{c}\,\sigma$$

Elle s'exprime en ohms-mètres à la puissance moins un par équivalent-gramme-mètre cube.

La conductivité d'un électrolyte dissout dans un solvant dépend de nombreux paramètres, notamment de l'ionisation, de la concentration, de la température. L'influence de la concentration est importante : des mesures ont montré que la conductivité croît avec la concentration, passe par un maximum, puis diminue (V. fig. II-6). Parfois cependant, le maximum n'est pas atteint.

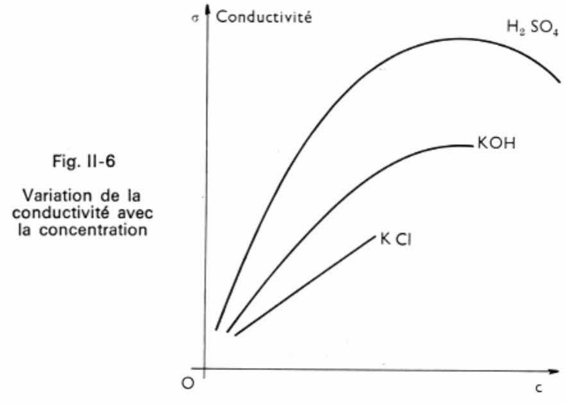


Fig. II-6

Variation de la conductivité avec la concentration

La présence d'un maximum s'explique. Dans le cas d'un électrolyte faible, si la concentration croît, le nombre de molécules dissoutes augmente alors que le nombre de celles qui sont dissociées diminue (décroissance du degré d'ionisation). Ces deux effets contraires conduisent à un maximum. Dans le cas d'un électrolyte fort, si le nombre d'ions en solution augmente, il en est de même des interactions mutuelles et ces deux effets sont également antagonistes.

Si nous représentons les variations de la conductivité équivalente Λ en fonction non pas de la concentration *c* mais de la dilution (qui est son inverse), nous constatons que Λ croît dans un temps quand la dilution augmente puis qu'elle tend vers une limite Λ_0 (fig. II-7). *À dilution infinie, la dissociation est complète :* toutes les espèces en solution sont de nature ionique du fait que le coefficient de dissociation tend vers 1 (V. § 6).

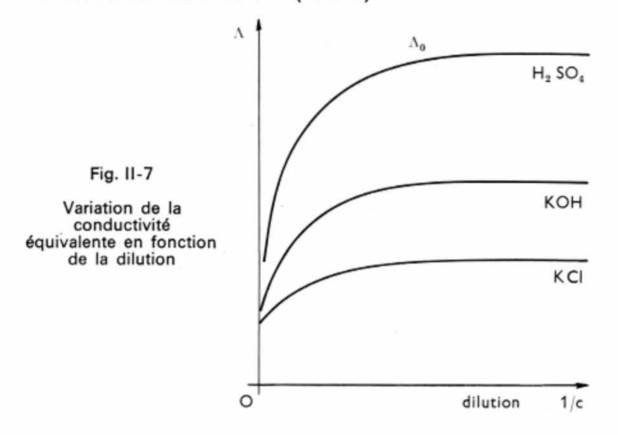


Fig. II-7

Variation de la conductivité équivalente en fonction de la dilution

4. RELATION ENTRE MOBILITÉ IONIQUE ET CONDUCTIVITÉ

4.1. Mobilité ionique. — Pour définir la *mobilité ionique,* c'est-à-dire *la vitesse de déplacement de l'ion* dans un champ électrique déterminé $\vec{E}$, nous allons devoir considérer deux cas :

— *Solution très diluée.* Considérons un ion monovalent de charge *e* ; dans un champ $\vec{E}$ il est soumis à une force $e\vec{E}$. Il se déplace avec une vitesse qui tend à devenir rapidement constante et égale à v_0 par suite de l'action d'une force de freinage. Celle-ci est essentiellement due à la viscosité du milieu (dans le cas considéré ici, la dilution est grande) et elle peut s'exprimer à l'aide de la loi de *Stokes.* L'intensité de cette force est égale à $(6\,\pi r \eta v_0)$ si nous désignons par *r* le rayon de l'ion, par η le coefficient de viscosité et par v_0 la vitesse limite.

Lorsque le mouvement de l'ion est uniforme, nous pouvons écrire :

$$eE = 6\,\pi r \eta v_0$$

De cette égalité des forces antagonistes nous déduisons la valeur de v_0 :

$$v_0 = \frac{eE}{6\,\pi r \eta}$$

La vitesse v_0 est proportionnelle à l'intensité du champ électrique $\vec{E}$ qui est la cause du déplacement. Le rapport $\frac{v_0}{E}$, indépendant du champ, est caractéristique de l'ion considéré ; il est appelé *mobilité ionique.* Cette grandeur est désignée par la lettre μ_0 dans le cas d'un cation et par la lettre ν_0 dans le cas d'un anion. Elle est exprimée en mètres carrés par seconde-volt (symbole : $m^2/s.V$).

$$\mu_0 \text{ (ou } \nu_0) = \frac{e}{6\,\pi r \eta}$$

ordres de grandeur : 2.10^{-8} à 10^{-7} $m^2/s.V$ (l'ion H^+, qui est très mobile, a une mobilité voisine de 3.10^{-7} $m^2/s.V$).

— *Solution peu diluée.* Les ions sont alors proches les uns des autres ; tout ion positif est entouré par des ions négatifs et inversement. Cela entraîne un freinage supplémentaire car, lorsqu'un ion se déplace, il se produit une nouvelle répartition d'ions dans son sillage et autour de lui. Par ailleurs, les molécules de solvant liées aux ions portant des charges de signes opposés à l'ion qui se déplace, se meuvent en sens inverse de celui-ci : il est alors freiné lorsqu'elles passent à proximité de lui. La valeur donnée précédemment doit être multipliée par un terme correctif égal à $\frac{1}{1 + k\sqrt{\mu}}$ (coefficient d'Onsager) si nous dési-

Conductivité limite Λ_0 de quelques électrolytes (en ohms-mètres à la puissance moins 1)

Sels, acides, bases \ Concentration équivalente	0,001 *N*	0,01 *N*	0,1 *N*	0,5 *N*	*N*
$H\,Cl$	377	369,3	350	326,6	300,5
H_2CrO_4	—	193	186	—	—
$H\,NO_3$	372	364	345,7	321	305,5
H_2SO_4	360	308,6	233	—	198,6
$Ca\,Cl_2$	115,45	106,5	90,65	77,2	70
$Mg\,Cl_2$	106,35	98,15	83,4	69,9	61,45
$Ni\,Cl_2$	—	—	—	70,8	62,1
$K\,Cl$	127,1	122,2	111,8	102,25	98,1
$Na\,Cl$	106,2	101,7	91,8	80,7	74,2
$Ag\,NO_3$	113	107,6	94,2	77,3	67,5
$K\,OH$	234	228	213	197	184
$Na\,OH$	—	208,4	195,3	175,5	158,4
$Cd\,SO_4$	97,60	70,2	49,1	28,7	23,55
$Co\,SO_4$	113,4	82,5	51,4	35,3	29,3
$Cu\,SO_4$	98,4	71,6	43,8	30,7	25,75
$Zn\,SO_4$	98,5	72,8	45,4	31,4	26

gnons par k une constante dépendant de la température et par μ *la force ionique* de la solution, c'est-à-dire la demi-somme suivante :

$$\mu = \frac{1}{2} \sum_{\text{tous les ions}} \text{concentration de l'ion} \times (\text{valence de l'ion})^2$$

Le tableau suivant indique la mobilité électrique de l'ion potassium K^+ dans différents sels pour une concentration décinormale (les résultats sont exprimés en centimètres carrés par seconde-volt : $1\ cm^2/s.V = 10^{-4}\ m^2/s.V$).

Sel	Symbole chimique	18 °C	25 °C
Bromure de potassium . .	KBr	0,000 562	0,000 656
Chlorure de potassium . .	KCl	0,000 563	0,000 654
Iodure de potassium . .	KI	0,000 564	0,000 652
Nitrate de potassium . .	KNO_3	0,000 536	0,000 621
Sulfate de potassium . .	K_2SO_4	0,000 510	0,000 540

4.2. Mise en évidence et mesure des mobilités. — Nous pouvons établir une relation entre les mobilités et la conductivité équivalente. Tous les cations qui parviennent en une seconde à la cathode sont ceux contenus dans un volume cylindrique de section S (surface utile de l'électrode) et de hauteur numériquement égale à leur vitesse v (distance parcourue en une seconde) soit $v = \mu E$ (μ = mobilité d'un cation). Ce volume $S\mu E$ correspond à $S\mu E \frac{c}{1\,000}$ équivalents $\left(\text{pour un anion } S\nu E \frac{c}{1\,000}\right)$.

Le courant résulte du déplacement des deux sortes d'ions. Désignons par F la quantité d'électricité correspondant à un faraday ; nous pouvons écrire que l'intensité du courant est égale à :

$$i = FSE \frac{c}{1\,000} (\mu + \nu)$$

Si la loi d'Ohm est applicable (ce que nous supposons) le courant i est aussi égal au rapport de la tension U entre les électrodes et de la résistance de la colonne d'électrolyte comprise entre celle-ci $\left(\frac{1}{\sigma}\frac{l}{S}\right)$.

$$i = \frac{U}{\frac{1}{\sigma}\frac{l}{S}} = \sigma \frac{U}{l} S = \sigma E S$$

Par suite, nous pouvons écrire :

$$\sigma E S = FSE \frac{c}{1\,000} (\mu + \nu)$$

et comme la conductivité équivalente est égale à :

$$\Lambda = \frac{1\,000\,\sigma}{c}$$

nous tirons :

$$\boxed{\Lambda = F(\mu + \nu)}$$

A dilution infinie, il vient :

$$\Lambda_0 = F(\mu_0 + \nu_0)$$

Remarque : Le nombre de transport exprime la *proportion de courant* due à une sorte d'ions ; il se déduit de la connaissance des mobilités. Il est égal à :

$$n_a = \frac{\nu}{\mu + \nu} \text{ pour les anions ;}$$

$$n_c = \frac{\mu}{\mu + \nu} \text{ pour les cations.}$$

Remarquons que $n_a + n_c = 1$.

Électrolyte	Ion	Nombre de transport à différentes concentrations		
		0,02 *N*	0,2 *N*	0,5 *N*
Chlorure de potassium . .	K^+	0,489		0,489
Chlorure de lithium	Li^+	0,327	0,312	

4.3. Applications. — *Mesure pratique des mobilités* (fig. II-8). L'ion permanganate MnO_4^- est un ion coloré ;

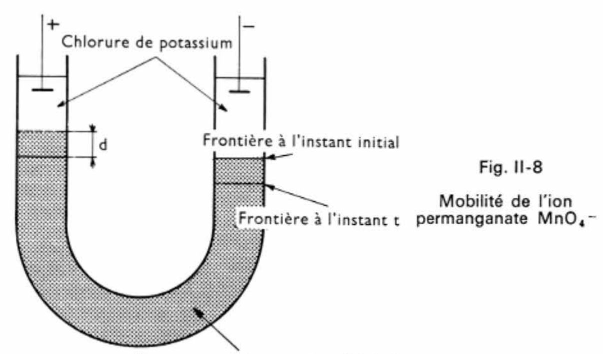


Fig. II-8

Mobilité de l'ion permanganate MnO_4^-

il permet d'obtenir une frontière nette entre la solution de permanganate de potassium et celle incolore de chlorure de potassium. Sous l'action du champ $\vec{E}$, les ions et donc les frontières se déplacent. Au bout d'un temps t, le déplacement est égal à d et nous déduisons :

$$\boxed{\mu = \frac{d}{t.E}}$$

Beaucoup de précautions sont nécessaires pour obtenir un résultat exact.

Mobilité des ions à 25 °C (en mètres carrés par seconde-volt *)

Cation	Symb.	μ	Anion	Symb.	ν
Hydrogène	H^+	$0{,}34\ 10^{-6}$	Oxhydrile	OH^-	$0{,}23\ 10^{-6}$
Potassium	K^+	$0{,}07\ 10^{-6}$	Sulfate	SO_4^{--}	$0{,}082\ 10^{-6}$
Argent	Ag^+	$0{,}065\ 10^{-6}$	Chlore	Cl^-	$0{,}078\ 10^{-6}$
Zinc	Zn^{++}	$0{,}057\ 10^{-6}$	Fluor	F^-	$0{,}056\ 10^{-6}$
Lithium	Li^+	$0{,}042\ 10^{-6}$	Acétate	CH_3COO^-	$0{,}036\ 10^{-6}$

* ($1\ m^2/s.V = 10^4\ cm^2/s.V$)

— *Phénomène de Hittorf* (fig. II-9). L'appauvrissement du liquide autour d'une électrode ne correspond pas au dépôt qui peut être constaté sur cette électrode. Cela peut être mis en évidence dans l'électrolyse d'une solution de sulfate de cuivre avec des électrodes en cuivre si nous disposons d'un bac séparé en trois compartiments A, B, C par deux membranes. La concentration en C ne varie pas ; en revanche, en B la quantité de cuivre déposé sur la cathode est supérieure à celle qui a été enlevée dans ce compartiment. Pour expliquer ce phénomène, il faut tenir

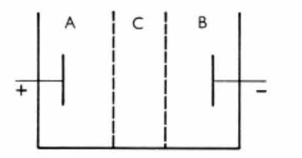


Fig. II-9

Phénomène de Hittorf

compte des ions venus du compartiment A qui s'est appauvri. Cette mise en évidence du transport des ions est bien la preuve de leur migration au sein de la solution.

5. CONDUCTIVITÉ ÉQUIVALENTE LIMITE

À dilution infinie, quand les ions sont pratiquement indépendants les uns des autres, la conductivité équivalente limite est la somme des conductivités ioniques λ_{0a} et λ_{0c} des anions et des cations.

$$\Lambda_0 = \lambda_{0a} + \lambda_{0c} = F\mu_0 + F\nu_0$$

Ici encore, deux cas sont à considérer:

— *Cas des électrolytes forts.* Il est évident que la dilution infinie n'est qu'une « expression mathématique »; en fait, la détermination de Λ_0 se fait par extrapolation à partir de la courbe $\Lambda(c)$ en prenant la valeur de Λ pour $c = 0$ (fig. II-10).

En effet, les mobilités ioniques μ_1 et ν_1 sont égales à:

$$\mu_1 = \frac{\mu_0}{1 + K\sqrt{\mu}}$$

$$\nu_1 = \frac{\nu_0}{1 + K\sqrt{\mu}}$$

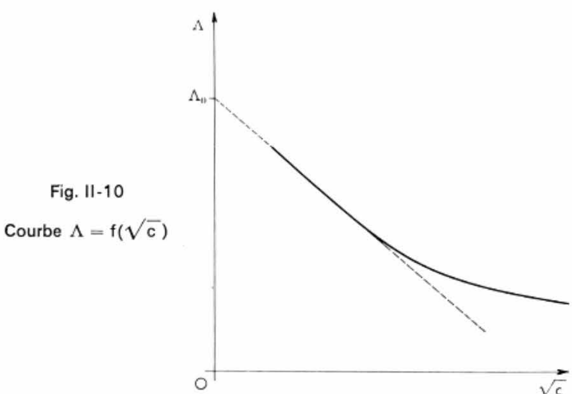


Fig. II-10

Courbe $\Lambda = f(\sqrt{c})$

Dans cette expression, μ représente la force ionique de la solution ($\mu \sim c$).

D'où:

$$\Lambda - \Lambda_0 = F(\mu_1 - \mu_0) + F(\nu_1 - \nu_0)$$

$$\mu_1 - \mu_0 = \mu_0\left(\frac{1}{1 + K\sqrt{\mu}} - 1\right) \approx \mu_0(1 - K\sqrt{\mu} - 1)$$

(puisque $K\sqrt{\mu}$ est très inférieur à 1)

D'où nous pouvons écrire:

$$\mu_1 - \mu_0 \approx -\mu_0 K\sqrt{\mu} = -\mu_0 k\sqrt{c}$$

$$\nu_1 - \nu_0 \approx -\nu_0 K\sqrt{\mu} = -\nu_0 k\sqrt{c} \quad (k = \text{Cte})$$

et il vient:

$$\Lambda - \Lambda_0 = -F(\mu_0 + \nu_0)k\sqrt{c}$$

$$\boxed{\Lambda = \Lambda_0 - k'\sqrt{c}} \qquad (k' = \text{Cte})$$

La conductivité équivalente Λ est représentée par une droite en fonction de $\sqrt{c}$. Nous vérifions que si la concentration équivalente est nulle ($c = 0$), nous obtenons:

$$\Lambda = \Lambda_0$$

— *Cas des électrolytes faibles.* La relation précédente est encore vraie à condition de tenir compte du ***coefficient de dissociation*** α. Il faut remplacer c par $\alpha\bar{c}$ ($\bar{c}$ concentration globale équivalente de l'électrolyte) et nous avons alors:

$$\frac{1\,000}{\bar{c}}\sigma = \Lambda_0 - k'\sqrt{\alpha}\sqrt{\bar{c}}$$

en appelant $\Lambda = \frac{1\,000}{\bar{c}}\sigma$, il vient : $\Lambda = \alpha\Lambda_0 - k'\alpha^{3/2}\sqrt{\bar{c}}$.

Comme nous le verrons plus tard, α est fonction de c. La relation est assez complexe et l'interpolation devient impossible. Cependant, il est possible de contourner la difficulté en se souvenant de l'indépendance qui existe entre les ions à dilution infinie et en imaginant un cycle qui ne comprend que des électrolytes forts. Par exemple, si nous considérons un acide faible AH, nous pouvons écrire:

$$\Lambda_{0AH} = \lambda_{0H^+} + \lambda_{0A^-} = \lambda_{0H^+} + \lambda_{0Cl^-} + \lambda_{0A^-} + \lambda_{0Na^+} - (\lambda_{0Cl^-} + \lambda_{0Na^+}) = \Lambda_{0HCl} + \Lambda_{0NaA} - \Lambda_{0NaC}$$

Ce sont trois valeurs aisément mesurables.

Valeur de Λ_0 pour des électrolytes à 25 °C en solution aqueuse

Anion	Cation		
	K^+ (potassium)	Na^+ (sodium)	Li^+ (lithium)
Cl^- (ion chlore)	149,8	126,4	115
NO_3^- (ion nitrate)	144,9	121,5	110,1

6. AUTRES INFLUENCES SUR LA CONDUCTIVITÉ

La conductivité croît avec la température. En effet, celle-ci augmente notablement la mobilité des ions en diminuant la viscosité du milieu comme le tableau suivant le montre.

Influence de la température sur la conductivité équivalente pour différents électrolytes

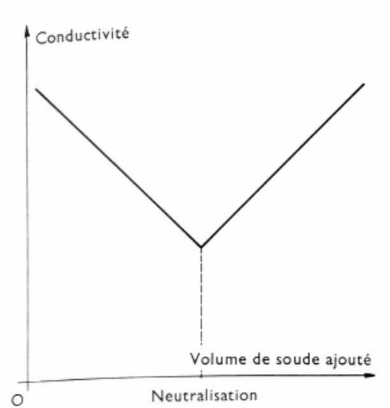
Électrolyte	Concentration	18 °C	100 °C	210 °C	280 °C	300 °C
KCl Chlorure de potassium	0,08 N	113,5	341,5	638	723	720
$AgNO_3$ Nitrate d'argent	0,08 N	96	294	552	614	604
$MgSO_4$ Sulfate de magnésium	0,08 N	52	136	102	75	
H_2SO_4 Acide sulfurique (2 maximums car il y a 2 dissociations H^+)	0,002 N	353	571	560		630

La conductivité passe par un maximum car la solvatation (association de molécules ou d'ions de solvant sur des molécules ou des ions de soluté) est également fonction de la température et il y a deux effets antagonistes qui se composent.

La viscosité du solvant a une influence notable sur la conductivité. Celle-ci dépend aussi de la pression et du champ électrique.

7. APPLICATIONS DES MESURES DE CONDUCTIVITÉ

7.1. Dosage conductimétrique. — Examinons son principe sur un exemple: le dosage d'une solution d'acide chlorhydrique à l'aide d'une solution de soude connue. La soude est additionnée progressivement et la conductivité



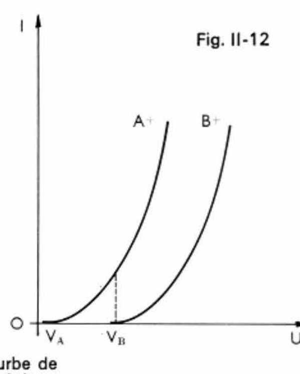


Fig. II-11 — Courbe de titrage conductimétrique de HCl par NaOH

Fig. II-12

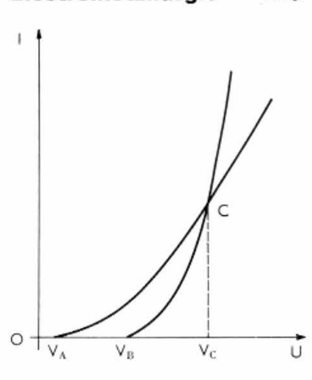


Fig. II-13

est mesurée après chaque addition. La réaction qui se produit peut être représentée par l'équation chimique suivante :

$$\underbrace{HCl}_{H^+} + \underbrace{NaOH}_{Na^+} \rightarrow NaCl + H_2O$$

Il y a donc substitution d'un ion H^+ mobile par un ion Na^+ peu mobile. La conductivité diminue jusqu'à neutralisation complète ; ensuite, la soude ajoutée ne réagit plus (il y a uniquement addition d'ions Na^+ et OH^- dans la solution) et la conductivité augmente à nouveau (fig. II-11).

7.2. Solubilité d'un sel insoluble. — Le chlorure d'argent (AgCl) est considéré comme un sel insoluble. Cependant, il s'en dissout tout de même une *très faible quantité* dans l'eau et une mesure de conductivité permet de la déterminer.

$$\Lambda_{0AgCl} = \lambda_{0Cl^-} + \lambda_{0Ag^+} = \sigma \frac{1\,000}{c}$$

(c est le nombre d'équivalents-grammes par litre). Il est ainsi possible de déterminer c par une mesure de conductivité.

7.3. Mesure du degré d'ionisation des électrolytes faibles (V. chap. 4).

8. DÉCHARGE DES IONS

Au cours d'une électrolyse, l'intensité du courant ne devient notable qu'à partir d'une certaine valeur de la tension E_d. Cela est dû aux *phénomènes de surtension,* à la facilité avec laquelle *l'anion perd des électrons* et le *cation en capture*. Pour ne faire intervenir que ces aptitudes, nous dirons que le *potentiel de décomposition E_d* d'un électrolyte est égal à la *différence des potentiels de décharge de l'anion et du cation.*

Il est aisé de mesurer le potentiel de décharge d'un ion. Nous procédons comme pour une électrolyse mais en utilisant une électrode de référence (V. chap. 4). Ainsi, pour le sulfate de cadmium ($CdSO_4$), les potentiels de décharge sont égaux à 1,9 V pour l'ion sulfate SO_4^{--} et — 0,4 V pour l'ion cadmium Cd^{++} :

$$E_d = 1{,}9 - (-0{,}4) = 2{,}3 \text{ volts}$$

Dans le cas de mélange, la décharge est différente selon les cations. Nous considérerons trois cas en portant sur un même diagramme les courbes de décharge de deux cations *A* et *B*.

— *Figure II-12 :* lorsque la d.d.p. dépasse V_A sans atteindre V_B, *A* se dépose seul ; à partir de V_B, c'est un alliage *AB* qui se dépose.

— *Figure II-13 :* dès que la d.d.p. dépasse V_A sans atteindre V_B, *A* se dépose ; à partir de V_B, *B* se dépose en même temps que *A*.

Cependant :

- si $V < V_C$: l'alliage *AB* est à forte teneur en *A* ;
- si $V > V_C$: il est à forte teneur en *B*.

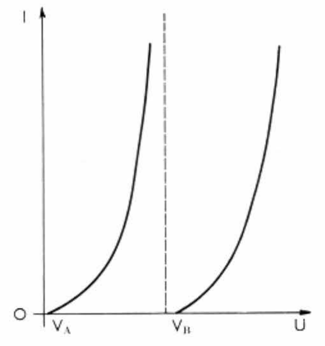


Fig. II-14

— *Figure II-14 :* dans ce cas, le dépôt sélectif de *A* ou de *B* est possible. Le corps *A* est entièrement déposé avant que nous atteignions la tension V_B à partir de laquelle commence le dépôt de l'élément *B*.

Parmi les applications de ces phénomènes, citons les *dosages polarographiques.*

CHAPITRE III

DISSOCIATION DES ÉLECTROLYTES

1. ÉTUDE DE LA DISSOCIATION D'UN ÉLECTROLYTE

Nous avons déjà distingué les électrolytes forts et les électrolytes faibles. La dissociation est totale dans le cas des premiers et seulement partielle dans le cas des seconds. Pour un électrolyte faible AB, nous avons alors un état d'équilibre :

$$AB \rightleftharpoons A^+ + B^-$$

À l'équilibre, la vitesse de dissociation de la molécule AB est égale à la vitesse de recombinaison des ions A^+ et B^-. Les lois des équilibres chimiques leur sont applicables. Dans le cas simple de la dissociation d'un acide faible AH, en solution nous aurons des molécules AH, des cations H^+ et des anions A^- : $AH \rightleftharpoons A^- + H^+$.

Si nous représentons par [AH], [H^+] et [A^-] les concentrations respectives de ces constituants (exprimées en moles de molécules par litre de solution ou en moles d'ions par litre selon le cas), nous pouvons écrire :

$$\frac{[A^-]\,[H^+]}{[AH]} = K \qquad \text{(loi de dilution } \textit{d'Oswald}\text{)}$$

La constante *K* appelée *constante d'équilibre,* dépend seulement de la température (la démonstration de ces résultats découle des lois des équilibres chimiques dont l'exposé sort du cadre de cet article).

Si nous supposons que seule une fraction α du nombre de molécules d'acide (dont la concentration sera désignée par a) est dissociée, il vient :

$$[AH] = a\,(1 - \alpha)$$
$$[A^-] = [H^+] = a\alpha$$

La relation précédente s'écrit donc :

$$\frac{a\alpha \, . \, a\alpha}{a\,(1 - \alpha)} = \frac{a\alpha^2}{1 - \alpha} = K$$

Ainsi, pour toutes les valeurs de K, nous pouvons calculer le *coefficient de dissociation* α. Le tableau suivant donne la valeur du coefficient α pour différents acides à dilution égale : $a = 1$.

Acide	Acide phosphorique H_3PO_4	Acide acétique CH_3COOH	Acide sulfurique H_2SO_4	Acide cyanhydrique HCN
α	0,089	0,004	0,0003	0,00002

La dissociation croît quand la dilution augmente (fig. III-1). Cette constante de dissociation peut facilement se calculer à partir de la conductivité (V. chap. 2, § 5). Pour les faibles valeurs de α, nous pouvons écrire :

$$\boxed{\alpha = \frac{\Lambda}{\Lambda_0}}$$

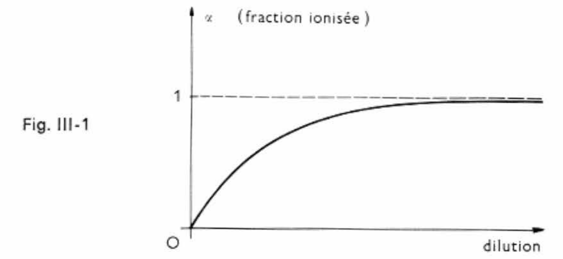


Fig. III-1

2. NOTION DE pH

2.1. Définition du pH. — L'eau est faiblement dissociée : $H_2O \rightleftharpoons H^+ + OH^-$.

Si nous désignons respectivement par $[H_2O]$, $[H^+]$ et $[OH^-]$ les concentrations en molécules d'eau non dissociées, en cations H^+ et en anions OH^-, nous pouvons écrire :

$$\frac{[H^+]\,[OH^-]}{[H_2O]} = K(t)$$

La concentration $[H_2O]$ peut être considérée comme constante car la dissociation de l'eau est faible. À la température de 20 °C la relation précédente peut être écrite sous la forme suivante :

$$[H^+]\,[OH^-] = 10^{-14}$$

Pour l'eau pure nous pouvons écrire :

$$[H^+] = [OH^-] = 10^{-7}$$

La relation $[H^+]\,[OH^-] = 10^{-14}$ étant toujours vérifiée quel que soit le corps dissous dans l'eau, il sera possible de tenir compte de l'influence d'un soluté en considérant par exemple la concentration en ions H^+ du mélange eau-soluté. Le soluté peut être un acide (corps libérant des ions H^+) ou une base (corps libérant des ions OH^-). Les équations d'équilibres correspondantes sont les suivantes :

— pour l'acide : $AH \rightarrow A^- + H^+$
— pour la base : $MOH \rightarrow M^+ + OH^-$

Nous conviendrons d'appeler pH *le cologarithme décimal de la concentration en ions* H^+ *:*

$$pH = \text{colg}\,[H^+] = -\lg\,[H^+]$$

2.2. Calcul de quelques pH. — L'addition d'un *acide* à de l'eau équivaut à l'introduction d'une certaine quantité d'ions H^+. L'équilibre de l'eau est déplacé (recombinaison d'ions H^+ et OH^-) : il y a diminution du nombre d'ions OH^- puisque l'égalité $[H^+]\,[OH^-] = 10^{-14}$ est toujours vérifiée. Au contraire, avec *une base,* il y a un excès d'ions OH^- et le nombre d'ions H^+ diminue dans la solution.

Dans les deux cas nous pouvons chiffrer l'effet de l'addition de l'acide ou de la base au moyen du pH. Une solution *acide* a un pH *inférieur à* 7, tandis qu'une solution *basique* a un pH *supérieur à cette valeur.*

— pH *d'un acide fort ou d'une base forte :* Ces corps sont *entièrement dissociés* et, si nous appelons C la concentration de la solution en électrolyte, nous aurons :

- pour un acide $[H^+] = C$ (nous pouvons négliger les ions H^+ préexistants dans l'eau par rapport à ceux apportés par l'acide) et : $pH = \text{colg}\,[H^+] = \text{colg}\,C$;
- pour une base MOH, nous avons alors :

$$[OH^-] = C \quad \text{et : } [H^+] = \frac{10^{-14}}{C}$$

D'où nous déduisons :

$$pH = 14 + \text{colg}\,\frac{1}{C} = 14 + \lg C$$

— pH *d'un acide faible ou d'une base faible :* À l'équilibre de l'eau il faut superposer celui de l'électrolyte et il faut tenir compte du degré de dissociation α. Nous pouvons encore écrire : $\frac{C\alpha^2}{1 - \alpha} = K$ mais ici α est très inférieur à 1 et : $(1 - \alpha) \approx 1$.

Il vient donc : $\alpha = \sqrt{\frac{K}{C}}$ et comme : $[H^+] = C\alpha$ nous tirons : $[H^+] = \sqrt{KC}$.

Donc, pour un acide (dont nous noterons la constante d'équilibre k_a) : $[H^+] = \sqrt{k_a C}$ et le pH est alors égal à :

$$pH = -\frac{1}{2}\lg k_a - \frac{1}{2}\lg C$$

Souvent par analogie, on appelle pk_a le cologarithme de k_a et il vient : $pH = \frac{1}{2}\,(pk_a - \lg C)$.

Pour une base : $[OH^-] = \sqrt{k_b C}$, d'où : $[H^+] = \frac{10^{-14}}{\sqrt{k_b C}}$

et le pH de la solution est égal à : $pH = 14 + \frac{1}{2}\lg k_b + \frac{1}{2}\lg C$.

Le tableau suivant donne la valeur de la constante k_a pour quelques acides.

Acide	Formule	$k_a(t)$
Phosphoreux	H_3PO_3	2.10^{-2}
Phosphorique	H_3PO_4	$0{,}75.10^{-2}$
Fluorhydrique	HF	$0{,}63.10^{-3}$
Nitreux	HNO_2	$0{,}45.10^{-3}$
Acétique	CH_3COOH	$1{,}8.10^{-5}$
Carbonique	H_2CO_3	$0{,}4.10^{-6}$
Hypochloreux	HClO	$0{,}4.10^{-7}$
Cyanhydrique	HCN	4.10^{-10}
Eau oxygénée	H_2O_2	2.10^{-12}

— *Sel hydrolysé :* L'action d'un sel sur l'eau appelée *hydrolyse* est *la réaction inverse* de celle d'un acide sur une base :

$$\underbrace{\text{sel} + \text{eau}}_{\text{hydrolyse}} \rightleftharpoons \underbrace{\text{acide} + \text{base}}_{\text{neutralisation}}$$

Cette réaction ne se produit jamais pour un sel d'acide fort et de base forte.

L'équation ionique de la réaction d'hydrolyse du sel ANa (sel de l'acide faible AH et de la soude NaOH qui est une base forte) peut s'écrire : $A^- + H_2O \rightleftharpoons AH + OH^-$. À cette réaction globale nous pouvons faire correspondre les trois suivantes :

$$\begin{cases} ANa \rightleftharpoons A^- + Na^+ \\ A^- + H_2O \rightleftharpoons AH + OH^- \\ Na^+ + OH^- \rightarrow NaOH \end{cases}$$

Si nous ajoutons a moles de sel ANa à 1 litre d'eau, α étant la fraction hydrolysée, nous avons:

$[A^-] = a\,(1 - \alpha)$; les ions A^- proviennent du sel.

$[AH] = [OH^-] = a\alpha$, les ions OH^- proviennent de la base.

Nous pouvons écrire:

$$\frac{[H^+]\,[A^-]}{[AH]} = k_a$$

$$[H^+]\,[OH^-] = 10^{-14}$$

$$k_b = \frac{[AH]}{[A^-]\,[H^+]}\,[H^+]\,[OH^-] = \frac{10^{-14}}{k_a}$$

Or: $$k_b = \frac{a\alpha^2}{1-\alpha} \quad \text{et} \quad \alpha \approx \sqrt{\frac{10^{-14}}{a\,k_a}}$$

donc: $$pH = 7 + \frac{1}{2}\lg k_a + \frac{1}{2}\lg a$$

3. THÉORIE MODERNE DE BRÖNSTEDT

Un acide est une substance pouvant fournir un proton, tandis qu'une base est un corps susceptible de l'accepter:

$$\begin{cases} \text{acide} & AH \rightleftharpoons A^- + H^+ \\ \text{base} & H^+ + B \rightleftharpoons HB^+ \end{cases}$$

Ces deux symbolismes mettent en évidence une réaction *d'échange :*

$$AH + B \rightleftharpoons HB^+ + A^-$$

Cette présentation offre l'avantage d'être symétrique pour des couples acide-base et elle permet de *généraliser* la notion d'acide à de nombreuses substances (par exemple, à l'ion ammonium: $NH_4^+ + H_2O \rightleftharpoons NH_4OH + H^+$; il y a bien libération d'un proton).

Pour un équilibre, il est alors impossible de concevoir la notion d'acide sans celle de base.

$AH \rightleftharpoons A^- + H^+$ $\begin{cases} AH: \text{ acide qui libère l'ion } H^+ \\ A^-: \text{ base qui accepte l'ion } H^+ \end{cases}$

Le couple acide-base est donc le suivant: AH — A^-.

Nous pouvons donc écrire:

$$k_a = \frac{[\text{base}]\,[H^+]}{[\text{acide}]}$$

$$k_b = \frac{[\text{acide}]\,[OH^-]}{[\text{base}]} \quad (\text{car } A^- + H_2O \rightleftharpoons AH + OH^-)$$

Pour un même couple nous avons aussi: $k_a k_b = 10^{-14}$.

Une dissolution d'un acide dans l'eau peut parfaitement s'interpréter comme une réaction acide-base où l'eau tient le rôle de la base:

$$H_2O + H^+ \rightleftharpoons H_3O^+ \text{ (proton solvaté)}$$

La réaction globale s'écrit alors: $AH + H_2O \rightleftharpoons A^- + H_3O^+$.

Nous pouvons établir un diagramme des réactions acide-base (comme nous l'avons réalisé pour les réactions redox). Chaque couple acide-base est représenté par $AH \rightleftharpoons A^- + H^+$ et est caractérisé par sa constante k_a:

$$\boxed{k_a = \frac{[H^+]\,[A^-]}{[AH]}}$$

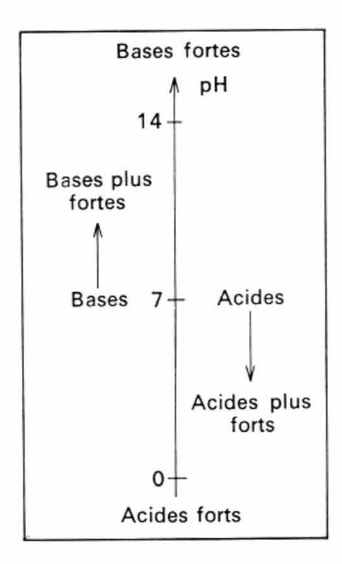
Nous pouvons donc porter sur une même droite les différents pk_a (V. tableau ci-après).

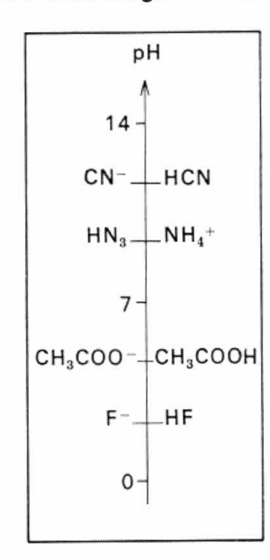
Ainsi HF est un acide plus fort que NH_4^+ et CN^- est une base plus forte que CH_3COO^-.

Nous aurons à considérer les réactions suivantes:

- Acide fort + base forte: $H^+ + OH^- \rightarrow H_2O$.
- Acide fort + base faible: $H^+ + B \rightarrow BH^+$, l'acide correspondant à la base B est plus faible que l'acide fort.
- Acide faible + base forte: $AH + OH^- \rightarrow A^- + H_2O$, la base correspondant à l'acide est plus faible que la base forte.
- Acide faible + base faible: $AH + B \rightleftharpoons A^- + HB^+$.

Pour que AH joue bien le rôle d'acide et soit donneur de protons, il faut que l'acide HB^+ correspondant à la base B soit plus faible que lui. Par exemple, l'acide acétique CH_3COOH réagit avec l'ammoniac NH_3 mais pas avec le fluorure de sodium NaF.





4. MESURE DES pH

Un procédé simple consiste à faire appel à des *indicateurs colorés*, c'est-à-dire à des corps dont la couleur dépend du pH de la solution. Ils existent sous deux formes transformables l'une dans l'autre et dont les colorations sont différentes. Ces indicateurs sont, soit des acides faibles, soit des bases faibles dont l'équilibre peut être déplacé du fait de la concentration du milieu en ions H^+.

Par exemple, le *tournesol* est un acide faible bleu:

$$\underset{\text{rouge}}{AH} \underset{1}{\overset{2}{\rightleftharpoons}} H^+ + \underset{\text{bleu}}{A^-}$$

Un excès d'ions H^+ provoque le déplacement de l'équilibre dans le sens 1 et la solution devient rouge.

Le tableau suivant donne quelques indicateurs colorés:

Indicateurs	pk	pH < pk	pH > pk
Acide picrique	0,4	incolore	jaune
Hélianthine	3,7	rouge	orange
Rouge de méthyle ...	4,7	rouge	jaune
2,5 Dinitrophénol ...	5	incolore	jaune
Tournesol	6,8	rouge	bleu
Phénolphtaléine	9,9	incolore	rouge
Bleu de C4B	10,6	bleu	rouge

Mais, il est plus précis de mesurer directement le pH d'une solution au moyen d'un *pH-mètre* (fig. III-2). Cela revient à mesurer la d.d.p. entre cette solution et une solution acide de référence. En prenant le potentiel d'une électrode normale à hydrogène comme référence, cette d.d.p. et le pH de la solution étudiée sont liés par la relation suivante, à la température T:

$$E = 0{,}00\,019\ T.\text{pH}$$

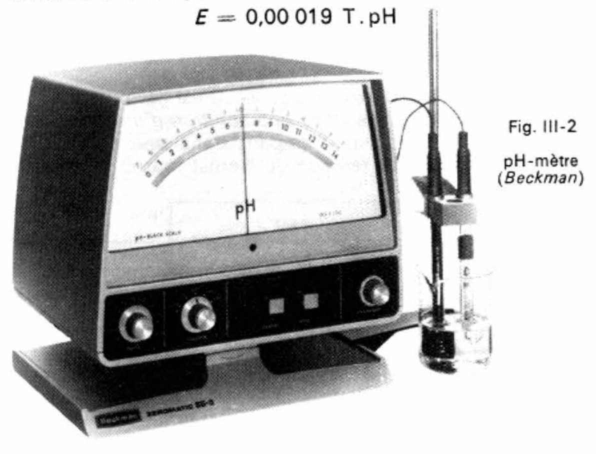


Fig. III-2

pH-mètre (*Beckman*)

CHAPITRE IV

CORROSION ÉLECTROCHIMIQUE

Jusqu'à présent, nous avons surtout considéré le comportement du bain d'électrolyse; dans la partie qui suit, consacrée à la corrosion électrochimique, au contraire nous allons nous préoccuper des électrodes. Ces deux aspects sont évidemment liés mais cette distinction est surtout importante pour replacer les deux problèmes dans leur optique propre.

La corrosion est l'ensemble des processus de dégradation des matériaux sous l'action d'agents extérieurs. Elle peut être de nature électrochimique, chimique (simple réaction entre une phase solide métallique et un agent extérieur gazeux ou liquide, comme la formation de rouille à l'humidité), biochimique (attaque bactérienne des métaux pouvant d'ailleurs révéler un aspect relevant de l'électrochimie) et elle peut se produire avec érosion. De nombreux facteurs interviennent dans la corrosion; citons la concentration du réactif, le pH du milieu, l'état de surface du matériau (soit cristallographique, soit chimique). La corrosion d'origine électrochimique apparaît lors d'une *hétérogénéité* soit dans le métal, soit dans le réactif: il y a formation de *micropiles* et attaque de la région anodique.

Remarque : À l'intérieur d'une micropile, comme dans tout générateur, le courant circule du pôle négatif vers le pôle positif. En conséquence, l'*électrode négative* est aussi appelée *anode* et l'*électrode positive*, *cathode* (fig. IV-1).

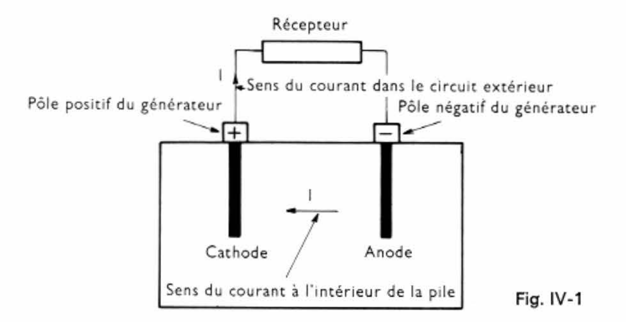


Fig. IV-1

1. POTENTIEL D'UN MÉTAL

Si nous plongeons un métal M de valence n dans un électrolyte, il se produit une *dissolution partielle :*

$$M \rightarrow M^{n+} + ne^-$$

Tandis qu'une partie du métal se dissout, des charges apparaissent sur l'électrode: à l'interface métal-solution, il se forme une double couche électrique (V. fig. II-3).

Pour d'évidentes raisons d'attraction électrostatique, très vite un équilibre est atteint et le potentiel du métal (mesuré en prenant la solution comme référence) reste stationnaire. Il convient d'ailleurs de distinguer deux sortes de potentiels pour l'électrode métallique: le potentiel d'équilibre et le potentiel de corrosion.

1.1. Potentiel d'équilibre. — C'est le potentiel *du métal lorsqu'il est placé dans une solution d'un de ses sels* (par exemple, du cuivre trempant dans une solution de sulfate de cuivre). La relation de Nernst fournit la valeur E de ce potentiel :

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \ln a_{M^{n+}}$$

Dans cette expression nous désignons :

— par $a_{M^{n+}}$ l'activité des ions M^{n+} (pour une solution idéale, a est égale à la concentration en ions M^{n+}) ;

— par E_0 le potentiel quand l'activité vaut 1. Il se nomme *potentiel normal du métal ;*

— par R la constante des gaz parfaits ($R = 8{,}34$ J/mole . K) ;

— par T la température absolue ;

— par F un faraday (1 F = 96 500 C).

Cette expression s'écrit aussi :

$$E = E_0 + \frac{0{,}058}{n} \lg a_{M^{n+}}$$

Ce potentiel s'établit spontanément lorsque l'électrode est plongée dans la solution.

Le tableau de valeurs suivant donne une liste de potentiels d'équilibre pour différents métaux, potentiels rapportés à l'électrode normale à hydrogène (V. ci-après).

Élément	Potentiel d'équilibre (volts)
Potassium	— 3,20
Baryum	— 2,80
Sodium	— 2,80
Calcium	— 2,50
Magnésium	— 1,50
Aluminium	— 1,27
Manganèse	— 1,07
Fer	— 0,43
Cadmium	— 0,40
Cobalt	— 0,29
Nickel	— 0,23
Étain	— 0,14
Plomb	— 0,13
Antimoine	+ 0,20
Arsenic	+ 0,29
Cuivre	+ 0,34
Mercure	+ 0,75
Argent	+ 0,80
Platine	+ 0,86
Or	+ 1,06

En principe, le potentiel de décharge des ions (V. chap. 2) *est égal* en valeur absolue au potentiel d'équilibre (le signe des potentiels dépend des conventions adoptées). À ce propos, il faut savoir qu'une *surtension* peut se manifester par un dégagement de bulles par exemple.

1.2. Potentiel de corrosion. — C'est le potentiel du *métal lorsqu'il est placé dans un électrolyte quelconque.* Il n'est donc pas caractéristique du métal mais dépend de nombreux facteurs: nature du bain, température, concentration, état de surface, etc. Il tend également vers une valeur déterminée. Le tableau suivant indique le potentiel de corrosion (encore appelé *potentiel de dissolution*) pour différents métaux dans une solution de chlorure de sodium à 3 % (solution aqueuse) par rapport à une électrode au calomel saturé (V. ci-après).

Élément	Potentiel de corrosion (volts)
Magnésium	— 1,63
Zinc	— 1,06
Aluminium	— 0,74
Fer	— 0,65
Plomb	— 0,47
Étain	— 0,44
Nickel	— 0,27
Hydrogène	— 0,24
Cuivre	— 0,18
Argent	— 0,05
Mercure	0
Or	+ 0,22
Platine	+ 0,30

Un métal se dissout d'autant *plus facilement que son potentiel est plus négatif*. L'effet est inverse lorsque ce potentiel est positif; c'est le cas des métaux dits nobles.

Tous les potentiels ont été pris par rapport à un même bain, sinon toute comparaison est impossible. Dans le tableau suivant, nous avons porté le potentiel de dissolution du fer par rapport au calomel dans différents milieux.

	Chlorure de sodium à 3 % NaCl	Acide sulfurique décinormal H_2SO_4 *N*/10	Chlorure de potassium décinormal KCl *N*/10	Permanganate de potassium décinormal $KMnO_4$ *N*/10
E_{Fe}	— 0,65 V	— 0,45 V	— 0,4 V	+ 0,92 V

1.3. Mesure du potentiel d'un métal. — Pour mesurer le potentiel d'un métal, il faut utiliser des électrodes dites de référence qui n'ont aucun effet sur l'électrolyte et qui ne modifient donc pas la valeur de ce potentiel. La mesure se ramène alors à celle de la différence de potentiel entre l'électrode métallique (métal étudié) et celle de référence au moyen d'un voltmètre électronique. C'est en fait la *f.é.m. de la pile* ainsi formée qui est mesurée (fig. IV-2).

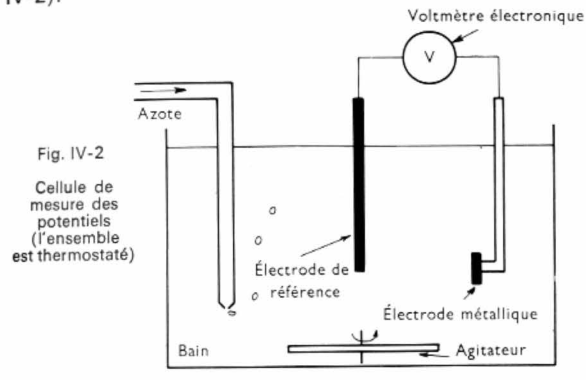


Fig. IV-2

Cellule de mesure des potentiels (l'ensemble est thermostaté)

1.4. Électrodes de référence. — Ce sont des électrodes *impolarisables*. Avant de décrire deux de ces électrodes, il est intéressant de remarquer que cette notion de référence est très importante. Les tableaux des paragraphes ci-dessus sont donnés chacun par rapport à une référence déterminée. Ainsi, les potentiels d'équilibre sont fournis en prenant l'électrode normale à hydrogène comme référence : le potentiel de l'hydrogène est considéré comme nul. Pour les potentiels de corrosion, c'est l'électrode au calomel saturée qui sert de référence : le potentiel du mercure est donc considéré comme nul alors que celui de l'hydrogène ne l'est pas et vaut — 0,24 volt. Pour comparer les deux tableaux, il faut tenir compte de cet écart de 0,24 volt.

— *Électrode à hydrogène*. Dans son état *standard*, son potentiel est pris égal à *zéro* (fig. IV-3). C'est une électrode à gaz. Une lame de platine, recouverte de noir de platine, est soudée à un tube de verre contenant du mercure ; un second tube dans lequel circule de l'hydrogène entoure cet ensemble. La lame est immergée dans une solution d'acide chlorhydrique (l'hydrogène y barbote). Le tout est relié par un syphon au bain où trempe l'électrode dont le potentiel est à mesurer.

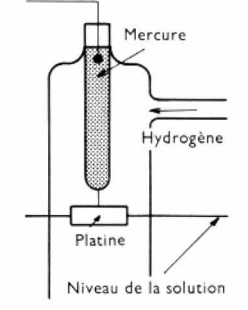


Fig. IV-3

Électrode à hydrogène

La réaction chimique peut être représentée par l'équation suivante : $H_2 \rightleftharpoons 2\,H^+ + 2\,e^-$.

Pour une pression égale à une atmosphère (ce qui est toujours le cas), le potentiel de l'hydrogène est égal à :

$$E = E_0 + \frac{RT}{F} \ln a_{H^+}$$

Par convention, $E_0 = 0$ à toute température. À la température de 30 °C il vient :

$$E = \frac{RT}{F} \ln a_{H^+} = 0{,}058 \lg a_{H^+} = -0{,}058 \text{ pH}$$

Remarque : $a_{H^+} = 1 \Rightarrow E = 0$: l'électrode est alors appelée *électrode normale à hydrogène*.

Cette électrode n'est pas d'un maniement aisé et l'électrode au calomel est souvent préférée.

— *Électrode au calomel* (fig. IV-4). Elle est constituée

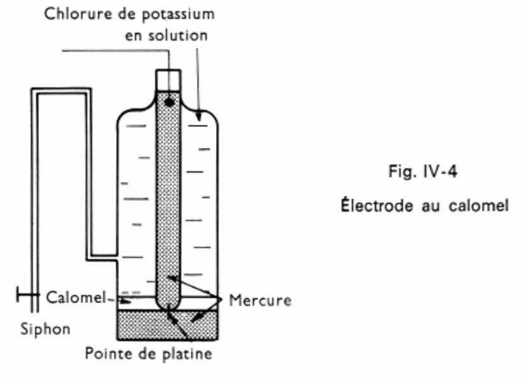


Fig. IV-4

Électrode au calomel

par la chaîne mercure-chlorure mercureux-chlorure de potassium (Hg — Hg_2Cl_2 — KCl). La réaction qui se produit peut être symbolisée par l'équation chimique suivante :

$$2\,Hg \downarrow + 2\,Cl^- \rightleftharpoons 2\,e^- + Hg_2Cl_2$$

Le potentiel d'équilibre est donné par l'équation suivante :

$$E = E_0 - 0{,}058 \lg a_{Cl^-}$$

En général, la solution de chlorure de potassium est saturée et à 20 °C nous pouvons écrire :

$$E_{Hg} \approx E_{H_2} + 0{,}248\,8 \text{ volt}$$

Cette électrode est d'un maniement beaucoup plus pratique que l'électrode à hydrogène.

Le tableau suivant indique la force électromotrice de l'électrode au calomel à différentes températures en prenant l'électrode normale à hydrogène comme référence. Les valeurs des potentiels mesurées avec cette électrode peuvent être rapportées à l'électrode normale à hydrogène à l'aide de ces résultats :

Température (en degrés Celsius)	E_{Hg} (en volts)
15	0,252 5
16	0,251 7
17	0,250 9
18	0,250 3
19	0,249 5
20	0,248 8
21	0,248 2
22	0,247 5
23	0,246 8
24	0,246 3
25	0,245 8
30	0,240 7
40	0,234 0

Remarque : Nous avons toujours précisé électrode au calomel saturé car la concentration de la solution a une extrême importance comme l'indique le tableau suivant :

	KCl 0,1 *N*	KCl *N*	KCl saturé
E_0 à 25 °C	+ 0,337 5 V	+ 0,285 V	+ 0,245 8 V

1.5. Application du potentiel de corrosion. — Les valeurs des potentiels de corrosion permettent de comparer entre eux les différents métaux et de connaître leur aptitude à passer en solution. Nous l'avons vu, un métal se dissout d'autant plus facilement que son potentiel de corrosion est plus négatif. Les métaux de plus fort potentiel de dissolution (or, platine) sont les moins susceptibles de passer en solution.

Quand deux métaux reliés électriquement sont en présence, le métal de potentiel le plus faible se comporte comme une anode et est attaqué (donc corrodé), tandis que l'autre forme la cathode et n'est pas corrodé. Par exemple, si l'un est de l'or et l'autre du plomb (Au : + 0,22 volt, Pb : — 0,47 volt), le plomb seul est attaqué (principe d'une pile galvanique).

Remarque : il est intéressant d'étudier l'évolution du *potentiel de dissolution d'un métal M en fonction du temps* avant qu'il n'atteigne une valeur stationnaire. Plusieurs cas peuvent se présenter (fig. IV-5) :

— M devient *plus noble* (courbe 1) : on dit qu'il se passive ; du fait de la corrosion, il y a formation d'un film protecteur à sa surface ;

— M devient *moins noble* (courbe 2) : l'attaque se poursuit et s'amplifie ;

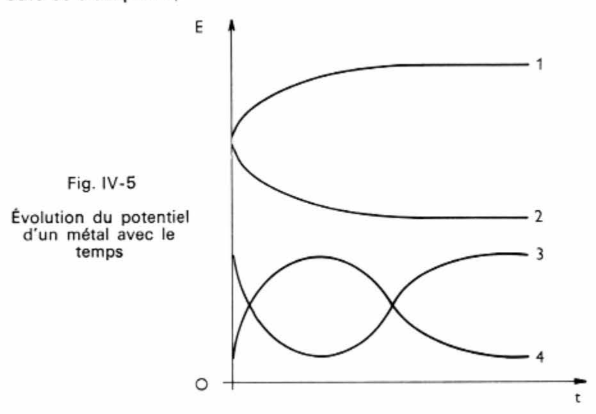


Fig. IV-5
Évolution du potentiel d'un métal avec le temps

— M devient *moins noble* au début puis il se *passive* et l'attaque diminue (courbe 3) ;

— M devient *plus noble* (courbe 4), sa surface le protège de la corrosion, puis la couche protectrice est détruite par le bain et alors le métal se corrode.

2. PHÉNOMÈNE DE POLARISATION

Le *potentiel de deux électrodes* de nature différente reliées entre elles électriquement et plongées dans un électrolyte *est fonction de l'intensité I* du courant qui circule dans la pile. En faisant varier I, nous pouvons mesurer à tout moment les potentiels E_A et E_C de l'anode et de la cathode (fig. IV-6) et les reporter sur un même graphique.

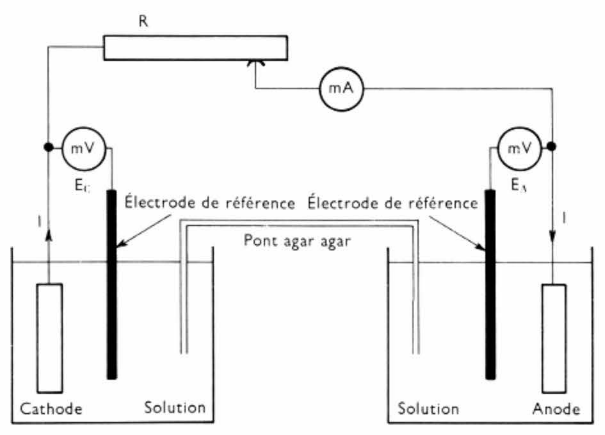


Fig. IV-6 — Montage pour tracer les courbes de polarisation ; c'est la résistance variable R qui fait varier l'intensité

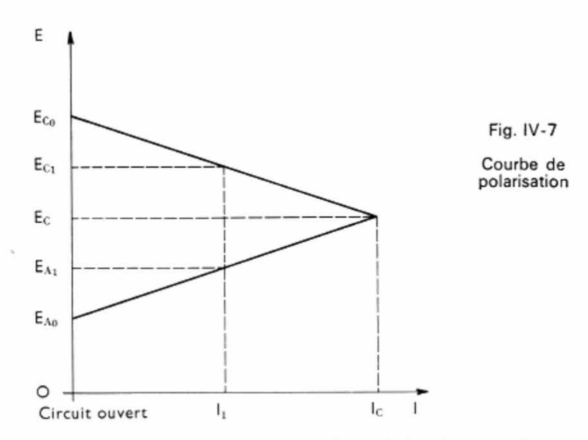


Fig. IV-7
Courbe de polarisation

Nous obtenons les *courbes de polarisation* ou diagramme d'Evans (fig. IV-7).

Pour un courant I_1, les potentiels E_{A1} et E_{C1} sont différents des potentiels E_{A0} et E_{C0} lorsque le circuit est ouvert ($I = 0$). Les différences ($E_{A0} — E_{A1}$) et ($E_{C0} — E_{C1}$) sont appelées *surtensions*.

Quand $E_C = E_A$, l'intensité du courant est maximale pour la pile formée : la valeur commune E_C du potentiel est appelée *potentiel de corrosion* pour le couple formé et l'intensité I_C du courant est appelée *intensité de corrosion*. Il est évident que, pour diminuer la corrosion, il faut réduire l'intensité du courant, cause de destruction de l'anode. Cela se fait en *augmentant au maximum la surtension* afin que les deux courbes se coupent en un point proche de l'axe des ordonnées (le problème est inversé pour la réalisation d'une pile). Diverses courbes sont observables (fig. IV-8).

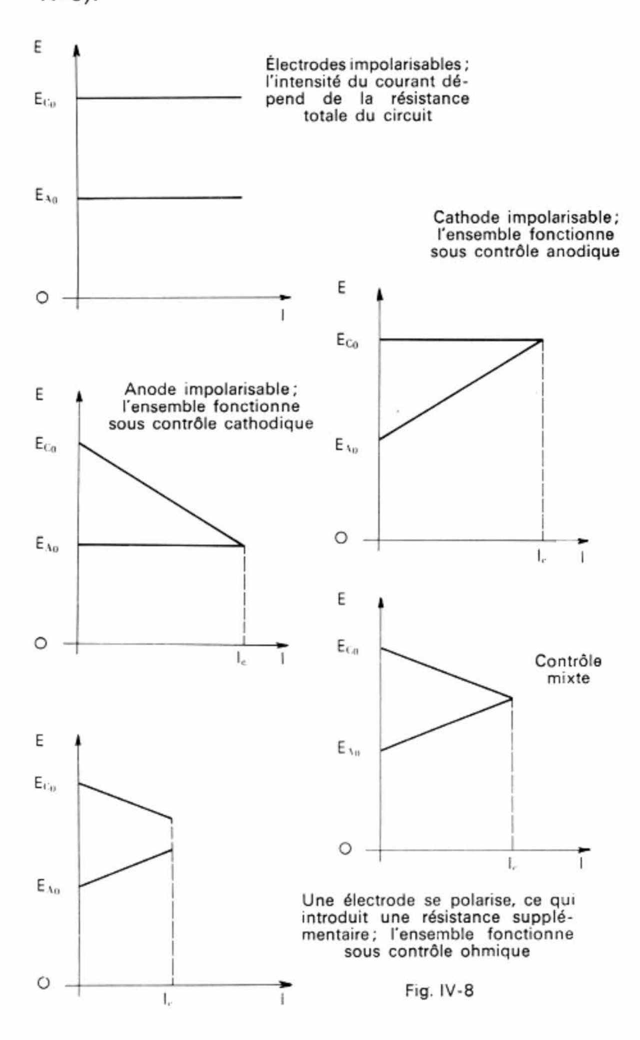


Fig. IV-8

3. EXAMEN DES DEUX CAS DE CORROSION

3.1. Par hétérogénéité du métal. — Un métal n'est jamais parfaitement pur et l'hétérogénéité de la surface permet la naissance de *piles microscopiques*. L'élément formant l'anode est attaqué ; l'importance de la corrosion dépend de l'intensité du courant débité par ces micropiles.

3.2. Par hétérogénéité du réactif. — Une différence locale de composition peut aussi être la cause d'une corrosion. Ainsi, lorsqu'un barreau de fer est plongé dans de l'eau, il se forme de la rouille sur la partie du barreau au voisinage de la surface libre du liquide. En effet, à cet endroit, la concentration en oxygène provenant de l'air est importante et, comme il ne diffuse pas dans tout le bain, la composition de celui-ci est dissymétrique. C'est la corrosion à la ligne d'eau. Un phénomène semblable se produit dans des canalisations enfouies dans des sols différemment aérés.

4. MESURE DE L'INTENSITÉ DU COURANT DE CORROSION

L'anoblissement d'un métal ne diminue pas systématiquement la corrosion. En effet, si l'intensité du courant de corrosion ne diminue pas aussi, l'attaque ne sera pas moindre. Il faut donc étudier avec soin cette intensité et cela peut être réalisé au moyen d'un *montage potentiocinétique* (fig. IV-9).

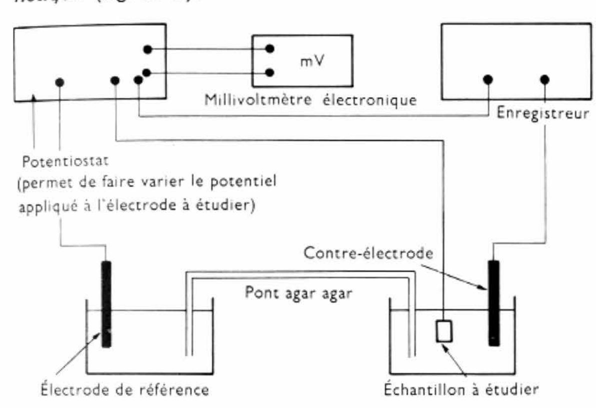


Fig. IV-9 — Montage potentiocinétique

L'intensité du courant entre une électrode de référence et l'électrode à étudier est mesurée *sous un potentiel qui varie régulièrement avec le temps* (il devient de plus en plus positif). Ainsi, le métal pur joue le rôle de cathode au début et devient anode ensuite.

Deux cas sont à considérer :

— *Métal inattaquable.* Il suffit de considérer le réactif seul qui est constitué par un système redox :

$$\text{Red} \rightleftharpoons \text{Ox} + ne^- \quad (1)$$

En l'absence de tout courant, l'électrode est portée à un potentiel qui est donné par la relation de Nernst (potentiel d'oxydoréduction de l'électrode par rapport à la solution) :

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \ln \frac{[\text{Ox}]}{[\text{Red}]}$$

Selon le potentiel E de l'électrode, la réaction (1) est déplacée dans un sens ou dans l'autre et cela fournit deux *courbes élémentaires* anodiques et cathodiques (fig. IV-10).

L'effet global correspond à la courbe obtenue à partir des deux précédentes ; l'ordonnée du point M d'abscisse E est égale à la somme des ordonnées des points M_1 et M_2.

— *Métal corrodable.* Il faut tenir compte de la réaction de l'électrolyte :

$$\text{Red} \rightleftharpoons \text{Ox} + ne^-$$

et de celle du métal :

$$\text{M} \rightleftharpoons \text{M}^{m+} + me^-$$

Ainsi, nous aurons quatre courbes élémentaires à considérer. Cependant, au voisinage du potentiel de dissolution du métal, seulement deux cas doivent être considérés :

$$\begin{cases} \text{M} \rightarrow \text{M}^{m+} + me^- \\ \text{Ox} + ne^- \rightarrow \text{Red} \end{cases}$$

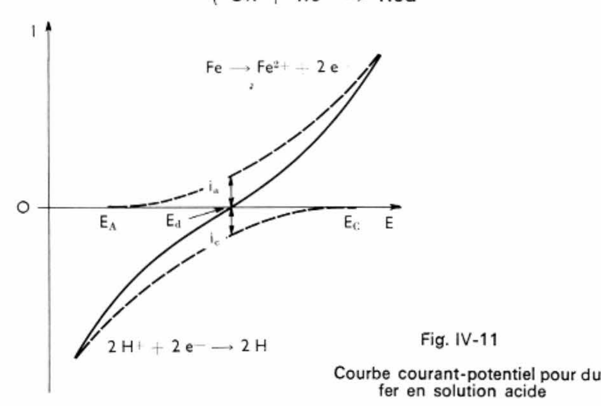


Fig. IV-11
Courbe courant-potentiel pour du fer en solution acide

Si le potentiel E_C de la réaction cathodique ($\text{Ox} + ne^- \rightarrow \text{Red}$) est inférieur au potentiel E_A de la réaction anodique ($\text{M} \rightarrow \text{M}^{m+} + me^-$) (première courbe de la figure IV-10), il n'y a pas attaque du métal tant que le potentiel est compris entre E_C et E_A. Si l'inverse se produit ($E_C > E_A$) (seconde courbe de la figure IV-10), il y a attaque du métal lorsque le potentiel E est supérieur à E_A. Le potentiel pour lequel les courants anodique et cathodique (i_A et i_C) sont égaux, est appelé *potentiel de dissolution de l'électrode* E_d. C'est le potentiel de l'électrode en l'absence de courant fourni par un générateur extérieur.

Exemple : Fer en solution acide (fig. IV-11) :

$$\begin{cases} 2\text{H} \rightleftharpoons 2\text{H}^+ + 2e^- \\ \text{Fe} \rightleftharpoons \text{Fe}^{2+} + 2e^- \end{cases}$$

La courbe indique les deux réactions élémentaires à considérer.

Remarque : Quand le métal peut se *passiver*, la courbe globale peut prendre un autre aspect (fig. IV-12). Nous remarquons que, dans l'intervalle AB, l'intensité ne croît pas malgré l'augmentation du potentiel. C'est le *palier de passivation.*

Fig. IV-10
(a) Courbes élémentaires (a) et courbe globale (b)
(b) Les deux réactions peuvent intervenir en même temps

Fig. IV-12 — Courbe intensité-potentiel dans le cas où le métal peut se passiver (nickel dans une solution décinormale d'acide sulfurique)

5. PROTECTIONS CONTRE LA CORROSION ÉLECTROCHIMIQUE

Il est possible d'agir sur une solution en lui ajoutant des produits nommés *inhibiteurs de corrosion*. Ils sont dits :

— anodiques quand ils forment sur les anodes des composés insolubles protecteurs ;

— cathodiques quand ils forment sur les cathodes des hydroxydes insolubles.

Ils peuvent être de caractère mixte. Mais ces protections ne se conçoivent pas facilement pour nombre de cas pratiques (protection dans l'eau de mer) et il est plus simple d'agir directement sur le métal.

5.1. Protection par revêtement. — Le grand problème est alors celui de *l'adhérence* de la couche qui peut être de nature métallique ou non (peintures, matières plastiques, etc.). Le revêtement métallique peut avoir deux comportements différents par rapport au métal à protéger. *S'il est anodique* (zinc protégeant du fer), *il est attaqué* et la couche n'a pas à être parfaitement continue pour assurer une bonne protection. Au contraire, *s'il est cathodique*, c'est *le métal qui est attaqué* à la moindre fissure ; la couche doit être parfaitement continue.

Les revêtements métalliques peuvent se faire par immersion dans un bain fondu, par électrolyse (plus précisément par dépôt électrolytique ; V. chap. 10), par métallisation au pistolet ou sous vide et chimiquement. La surface d'un métal peut aussi être protégée par une *couche d'oxyde*. Ainsi, à la surface d'un bloc d'aluminium se forme une couche d'oxyde, (alumine : Al_2O_3), dure et épaisse, qui assure une excellente protection. Cette couche se forme dans des conditions précises d'électrolyse (solution d'acide sulfurique à 10 % ; tension : 15 volts, température : 55 °C ; partie en aluminium à protéger à l'anode).

5.2. Protection électrochimique. — *Pour atténuer la corrosion, il faut diminuer l'intensité du courant de corrosion.* Cela s'obtient en maintenant le métal à un potentiel pour lequel l'intensité anodique est très faible.

— *Protection cathodique par anode réactive* (fig. IV-13). Le métal à protéger est relié à un autre *moins noble* qui joue le rôle d'*anode* dans la pile ainsi formée. Par exemple, du zinc permet de protéger du fer. Le fer seul prend le potentiel E_{Fe} et l'intensité du courant de corrosion est i_{Fe}. Le zinc seul prend le potentiel E_{Zn} et l'intensité du courant de corrosion est i_{Zn}. L'ensemble des deux prend le potentiel E_M et, sur le graphique, nous voyons qu'à ce potentiel la réaction $Fe \rightarrow Fe^{2+} + 2e^-$ ne peut se produire. Le fer n'est donc pas attaqué alors que le zinc, au contraire, subit une attaque violente ($i_M > i_{Zn}$) mais remplit son rôle de protecteur.

— *Protection cathodique par courant imposé.* — Un courant est envoyé dans la pile formée par le métal et une anode inerte (fig. IV-14). En l'absence de courant, l'intensité du courant de corrosion est égale à i_C. Si un courant d'intensité I_1 est envoyé dans le circuit, le métal à protéger est porté au *potentiel* E_1 et l'intensité du courant de corrosion n'est plus que i'_C. Une protection partielle est ainsi obtenue. Pour obtenir une protection totale, c'est-à-dire une intensité du courant de corrosion nulle, il faut que l'intensité du courant dans le circuit soit égale à I_2.

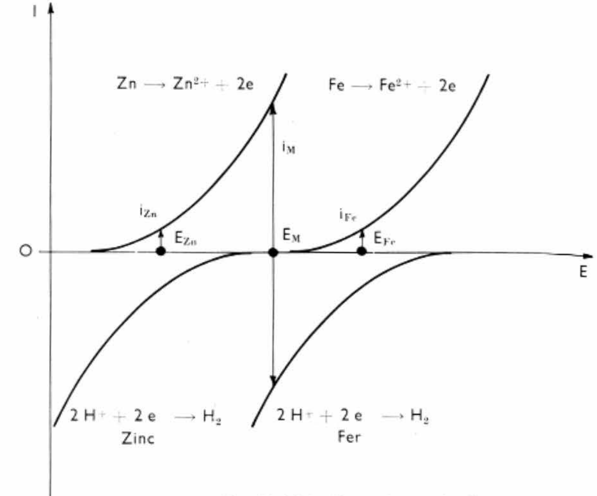


Fig. IV-13 — Protection cathodique par anode réactive : protection du fer par le zinc

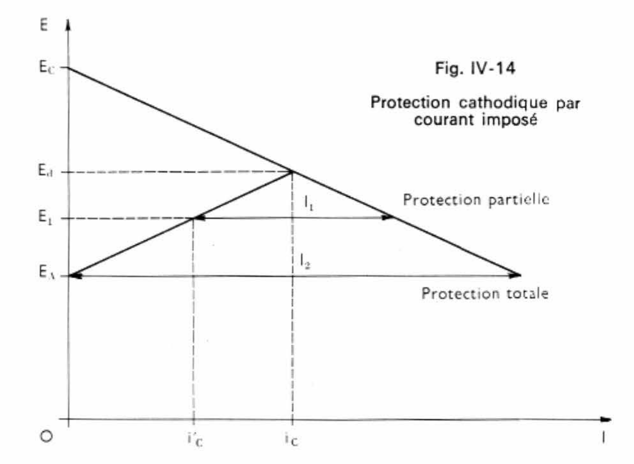


Fig. IV-14

Protection cathodique par courant imposé

— *Protection anodique.* — La protection anodique est obtenue avec certains métaux qui se *passivent* lors du passage d'un courant anodique dans un milieu déterminé. Il faut donc que la courbe $I(E)$ présente un palier de passivation (V. fig. IV-12).

CHAPITRE V

POLISSAGE ÉLECTROLYTIQUE DES MÉTAUX

1. PRINCIPE

Le polissage électrolytique des métaux est dû à P.A. Jacquet. Le métal à polir constitue *l'anode d'une cellule de polissage* (cellule d'électrolyse) et, dans des conditions électriques précises, avec un bain convenablement choisi, *les irrégularités de la surface* sont éliminées ; elle devient ainsi plane et brillante. Cependant, sans précautions, le métal peut être attaqué ou passivé.

Dans un polissage électrolytique, deux stades sont à distinguer : *le planage* qui élimine les irrégularités de grande taille et *le brillantage* qui supprime les petites (voisines du micromètre) ; ces deux opérations sont bien différentes et leur part est difficile à définir.

On admet que le planage se produit lorsque les produits de réaction forment une couche visqueuse et épaisse autour de l'anode. Le brillantage a lieu lors de la formation d'un film mince à la surface de l'anode. La courbe tracée sur la figure V-1 représente la relation entre la tension anode-cathode U et la densité de courant anodique J_A.

De nombreuses modifications peuvent intervenir. Selon la température, le palier correspondant aux conditions de polissage apparaît pour des densités de courant différentes (mais sa longueur ne change pas). Suivant la concentration, nous pouvons avoir polissage ou attaque. L'agitation est aussi un facteur du polissage : un échantillon est mieux poli lorsqu'il est déplacé à vitesse constante que lorsqu'il reste immobile.

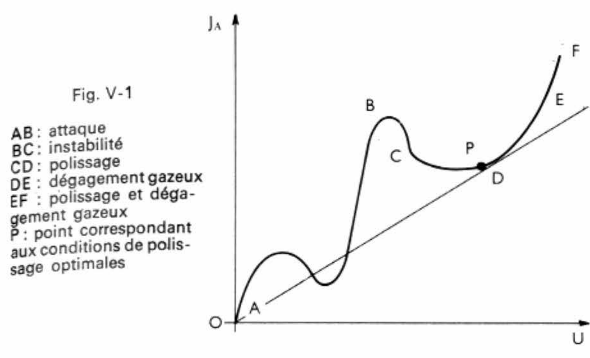


Fig. V-1

AB : attaque
BC : instabilité
CD : polissage
DE : dégagement gazeux
EF : polissage et dégagement gazeux
P : point correspondant aux conditions de polissage optimales

2. DÉTERMINATION DES BAINS

Dans certains cas, il est possible de prévoir le bain nécessaire au polissage d'un métal. Ainsi, des solutions fortement basiques peuvent être utilisées pour le polissage des métaux amphotères dont les oxydes et les hydroxydes sont solubles dans de telles solutions (par exemple, un alliage aluminium-zinc). Souvent, cependant, il faut procéder de façon empirique.

3. APPLICATIONS AU LABORATOIRE

La surface d'un échantillon poli mécaniquement est fortement écrouie. Les méthodes physiques (diffraction électronique ou par rayons X) ne permettent pas de savoir s'il s'agit d'une couche de métal amorphe ou d'une couche formée de très petites cristallites et cela malgré toutes les précautions qui peuvent être prises lors du polissage. En revanche, le polissage électrolytique permet de préparer une surface non écrouie. Le cas des alliages à deux phases est cependant plus délicat. Il se forme, en effet, des différences locales de potentiel; une phase peut être anodique par rapport à la matrice et être attaquée préférentiellement ou bien elle peut être cathodique et c'est la matrice qui subit les effets de l'attaque.

Parmi les applications du polissage, nous distinguerons:

— *la métallographie :* les surfaces ainsi préparées peuvent être étudiées facilement; il n'y a plus de contraintes en surface masquant l'état réel du métal et rendant parfois tout examen impossible;

— la préparation de surfaces pour des études physiques;

— l'amincissement d'échantillons pour obtenir des lames minces d'épaisseur uniforme (voisine de 100 nm) permettant l'observation au microscope électronique.

Parmi les différents procédés, le polissage au tampon se révèle souvent fort commode (fig. V-2). Les principaux acides utilisés pour les bains sont les acides phosphorique (H_3PO_4), sulfurique (H_2SO_4), nitrique (HNO_3), chlorhydrique (HCl), acétique (CH_3COOH) et perchlorique ($HClO_4$).

Nous donnerons ci-après quelques exemples de polissages au stade du laboratoire.

— *Aluminium :*

- bain { acide perchlorique : 350 cm^3, anhydride acétique : 650 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 50 volts ;
- densité de courant : 2 A/dm^2 ;
- température : inférieure à 35 °C.

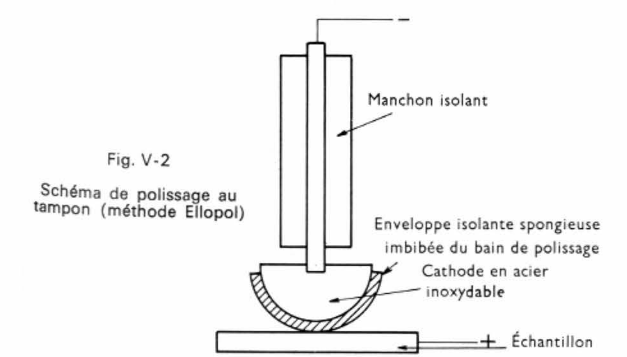


Fig. V-2

Schéma de polissage au tampon (méthode Ellopol)

— *Cobalt :*

- bain { acide chlorhydrique : 500 cm^3, alcool éthylique : 500 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 8 volts ;
- densité de courant : 250 A/dm^2 ;
- température : 20 °C.

— *Cuivre :*

- bain { acide orthophosphorique : 700 cm^3, eau : 300 cm^3 ;
- cathode : cuivre ;
- tension : 2 volts ;
- densité de courant : 7 A/dm^2 ;
- température : 20 °C.

— *Fer :*

- bain { acide perchlorique : 50 cm^3, acide acétique : 1 000 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 50 volts ;
- densité de courant : 60 A/dm^2 ;
- température : 25 °C.

— *Nickel :*

- bain { acide acétique : 790 cm^3, acide perchlorique : 210 cm^3 ;
- cathode : nickel ;
- tension : 50 volts ;
- densité de courant : 50 A/dm^2 ;
- température : inférieure à 35 °C.

— *Alliages légers :* Aluminium - zinc - magnésium

- bain { acide chromique anhydre : 200 g, acide orthophosphorique : 100 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 10 volts ;
- densité de courant : 40 A/dm^2 ;
- température : 50 - 90 °C.

4. APPLICATIONS INDUSTRIELLES

Le polissage électrolytique est évidemment utilisé dans l'industrie. La mise en œuvre est faite en tenant compte de nombreux impératifs, notamment de la grande surface des objets à polir. En général, très peu de métal est enlevé (25 µm). Les bains sont renouvelés régulièrement pour assurer une utilisation constante (par exemple, quand les sels insolubles du métal précipitent, il faut changer les bains pour les filtrer de temps en temps). Les *courants* mis en jeu sont généralement de très grande intensité.

Un problème fondamental est *l'agitation* du bain. En effet, quand la réaction est accompagnée d'un dégagement gazeux, il faut éviter que le gaz produise des piqûres et il est nécessaire de bien agiter la solution. En général, la température est voisine de 50 à 60 °C.

Les principales applications sont :

— *Le polissage des pièces.*

— *L'usinage des pièces.* Il faut évidemment contrôler tout particulièrement la vitesse avec laquelle le métal est enlevé de l'anode (c'est une méthode employée pour des pièces de moteurs d'avion). Ce procédé permet d'obtenir des surfaces bien finies, sans écrouissage superficiel; les défauts sont bien visibles et les inclusions qui risquent de réduire la tenue mécanique sont facilement détectées. De plus, la pièce a un très bel aspect.

— *La préparation de surfaces pour un dépôt électrolytique.* L'adhérence d'un dépôt est bien meilleure quand la surface est correctement polie auparavant.

Exemples de conditions industrielles

— *Pour l'aluminium et ses alliages,* le polissage constitue un traitement de finition, presque un brillantage. Trois procédés sont couramment utilisés et dans les trois, après le polissage, un traitement anodique est utilisé pour produire et améliorer un film d'oxyde (alumine : Al_2O_3) qui

protège le métal contre la corrosion. Parmi ces trois bains, citons le procédé Alzack :

- bain : 25 g d'acide fluoborique pour 1 000 cm^3 d'eau ;
- cathode : en aluminium ;
- tension : 10 à 20 volts ;
- temps : 5 à 10 mn ;
- température : 30 °C.

Pour le traitement anodique :

- bain { eau : 930 cm^3, acide sulfurique : 70 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 20 volts ;
- temps : 15 mn ;
- température : 20 °C.

— *Pour le cuivre et ses alliages* (procédé Borttelle) :

- bain : répartition en masses { 80 % d'acide orthophosphorique, 3 à 10 % d'aluminium (trivalent), 2 % de chrome (trivalent), le reste en eau ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 5 volts ;
- temps : 10 mn ;
- température : 20 °C.

— *Pour les alliages ferreux* (acier au carbone)

- bain { acide sulfurique : 300 cm^3, acide orthophosphorique : 600 cm^3, eau : 150 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 8 volts ;
- température : 60 °C.

— *Pour les aciers inoxydables*, le polissage électrolytique s'avère plus économique que le polissage mécanique.

Exemple de bain utilisé :

- bain { acide orthophosphorique : 300 cm^3, glycérine : 530 cm^3, eau : 90 cm^3 ;
- cathode : inoxydable ;
- tension : 5 volts ;
- temps : 15 mn ;
- température : 110 °C.

Les bains utilisés au laboratoire sont parfois très différents de ceux qui sont employés dans l'industrie. En effet, aux raisons économiques s'ajoutent des difficultés de manipulation (certains bains de laboratoire sont explosifs et leur température doit être continuellement surveillée).

CHAPITRE VI

SOLUTIONS COLLOÏDALES

Entre la dispersion d'un solide dans un liquide (précipité) et la solution simple, se situe le domaine des *colloïdes*. Ce sont des particules dont les dimensions sont comprises entre 1 et 500 micromètres. Sous forme colloïdale, la substance est donc extrêmement divisée et *sa surface utile fort grande* (un cube de 1 cm de côté a une surface totale de 6 cm^2 alors que, s'il est divisé en 10^{12} cubes de 1 pm de côté, la surface totale de l'ensemble est de 6 m^2). Les particules colloïdales peuvent avoir des formes quelconques (sphériques, linéaires, etc.). Leurs structures sont également variées : *moléculaires* (macromolécules simples), micellaires (agrégat en micelles de petites molécules réunies sous l'effet des forces de Van der Wals). Les particules peuvent être de grandeurs différentes (polydispersion).

Les particules colloïdales renferment généralement des *charges électriques* et ont de ce fait un comportement analogue à celui des ions. L'origine des charges peut être différente :

— La particule possède des *groupements ionisables :* c'est le cas d'une macromolécule contenant un groupement acide organique ionisable ($—COOH \rightarrow —COO^- + H^+$).

— La particule ne contient pas de groupements ionisables mais, du fait de sa grande surface, elle peut facilement *adsorber des ions* de la solution et ainsi prendre une charge électrique.

Les particules de faible masse sont soumises à un intense mouvement brownien. Au cours des chocs, elles ont tendance à s'unir et à floculer dès que la masse des agrégats devient notable. Cependant, ces transformations sont freinées par les répulsions électriques dues aux charges et par la solvatation qui protège les particules colloïdales.

Notons également que les particules étant chargées, les ions de signes opposés s'accumulent autour d'elles.

Les solutions colloïdales sont utilisées dans de nombreux domaines, tant au laboratoire que dans l'industrie comme nous allons le voir à présent.

1. ÉLECTRO-OSMOSE

Elle peut être mise en évidence par l'expérience suivante (fig. VI-1) : un bac poreux rempli d'eau est immergé dans un autre liquide et une différence de potentiel est appliquée entre les deux liquides. Une différence de niveau apparaît alors, ce qui montre qu'un mouvement de liquide se produit d'un bac vers l'autre.

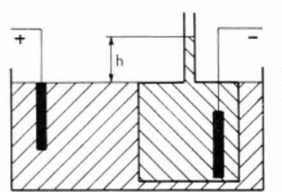


Fig. VI-1 — Mise en évidence de l'électro-osmose (la différence de niveau n'est pas due à un phénomène de capillarité dans le tube)

2. ÉLECTROPHORÈSE

2.1. Principe. — Les particules colloïdales chargées se comportent comme des ions lorsqu'elles se trouvent dans un *champ électrique* et elles se déplacent. Le sens de leur déplacement permet de distinguer le signe des charges des colloïdes : celles qui sont chargées négativement se dirigent vers le pôle positif (anode), tandis que celles qui portent des charges positives vont vers le pôle négatif. Donc, sous l'action d'un champ électrique, il se produit une *migration des particules*, c'est-à-dire une *séparation*. Les particules se déplacent à des vitesses différentes et nous pouvons suivre le front de déplacement des substances en utilisant des réactifs convenables. Plusieurs substances de mobilités différentes, coexistant dans un milieu, auront des migrations différentes et seront séparées. Cette propriété est mise en œuvre pour la séparation des mélanges d'acides aminés ou de protéines.

2.2. Électrophorèse sur papier. — C'est une application de l'électrophorèse au laboratoire (fig. VI-2). Un papier

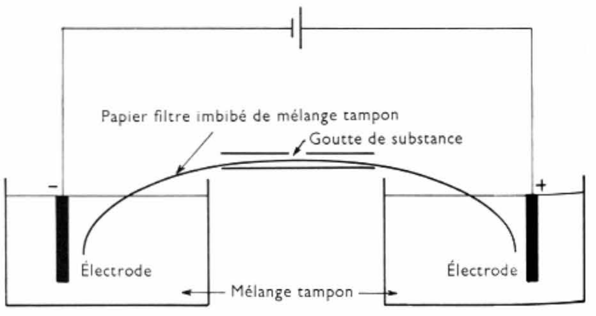


Fig. VI-2 — Séparation par électrophorèse sur papier

filtre, imbibé par un mélange-tampon, trempe dans deux bacs qui contiennent également ce mélange-tampon. Une goutte de la substance à séparer est déposée au milieu du ruban de papier et une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes. Des révélateurs judicieux mettent en évidence les séparations nettes des composants de la substance sur le papier. Pour les protéines, il faut appliquer des tensions comprises entre 100 et 200 volts pendant une vingtaine d'heures. Le révélateur est une solution à 0,1 % de bleu de bromophénol dans l'éthanol saturé en chlorure mercurique.

L'utilisation des grandes tensions (permettant d'obtenir des champs électriques de 5 à 10 kV/m) est intéressante pour des séparations rapides. Dans ce cas cependant, l'ensemble doit être refroidi.

Il existe également des méthodes d'électrophorèse sur *colonne* ou sur *plaque poreuse*.

2.3. Peinture par électrophorèse. — Les peintures employées sont constituées par des pigments (entourés par de la *résine*) qui deviennent *anions* en solution aqueuse et par des *amines* préalablement greffées sur la résine et qui deviennent *cations*. Une telle solution se comporte comme un *électrolyte :* quand nous immergeons deux électrodes métalliques, il y a *migration d'ions* (généralement, la différence de potentiel appliquée est proche de 200 volts). Les cations, donc les amines, reçoivent un électron à la cathode et restent en solution. Les anions perdent leurs électrons à l'anode et *coagulent* sur cette électrode ; ainsi, elle se recouvre d'un film isolant (couche de peinture) qui empêche une accumulation excessive. Les anions restant au voisinage de l'anode vont se décharger sur des parties peu accessibles de celle-ci tant que la couche isolante n'est pas parfaitement continue (fig. VI-3). Un *compactage* se produit et les molécules d'eau et d'amine qui se trouvaient dans le film sont ainsi éliminées. Ce phénomène est analogue à une *électro-osmose*.

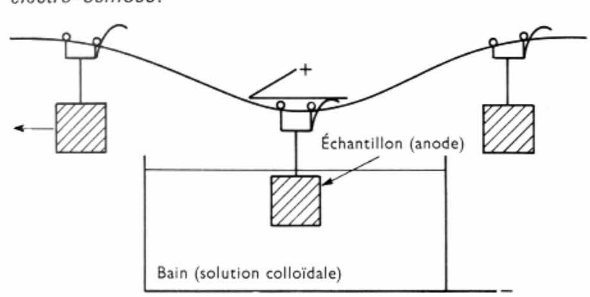


Fig. VI-3 — Schéma d'un système de peinture par électrophorèse avec manutention automatique des pièces à peindre

Il semble que ces phénomènes se passent en deux temps. Dans un premier temps, voisin de 2 mn, il y a recouvrement des parties très accessibles de l'anode par un *film* d'environ 30 pm d'épaisseur. Ensuite seulement, le courant passant moins facilement, il y a recouvrement des autres zones (par exemple, les creux) ; ce phénomène, dit de *pénétration*, est particulier à cette méthode.

Les différents facteurs qui interviennent sont :

— *l'agitation :* elle est nécessaire pour éviter toute sédimentation ;

— *la teneur en extrait sec du bain :* elle doit être inférieure à 25 % pour ne pas nuire (excès de viscosité) ;

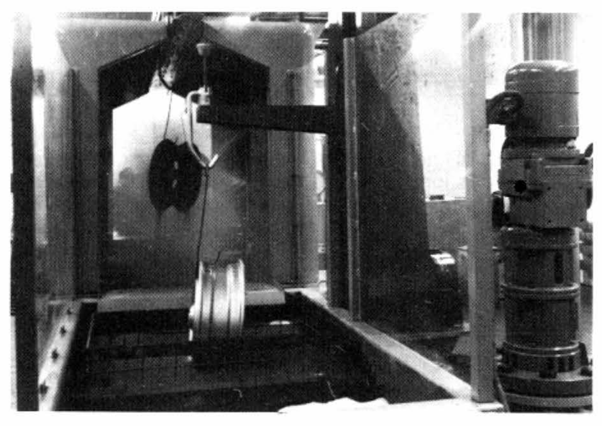
— *la température :* elle agit sur la conductivité et sur la viscosité du bain. À une température trop élevée, le film est épais, mais le pouvoir de pénétration est moindre. Le bain est maintenu à une température de 15 °C ;

— *le pH :* s'il est faible, la pénétration est bonne mais la solution est instable, tandis que s'il est grand, la stabilité est meilleure mais l'épaisseur du film est plus petite ;

— *la tension :* si la tension est grande, la couche est épaisse et le pouvoir de pénétration est bon ; cependant, il existe un seuil à ne pas dépasser ;

— *le temps :* le courant devient pratiquement nul après 3 mn ;

— *le rinçage :* il se pratique après l'opération pour améliorer l'état de surface.



Équipement de peinture par électrophorèse (Tunzini-Sames)

Les différents facteurs sont regroupés dans le tableau suivant :

	Augmente avec	Diminue avec
Épaisseur du film déposé par électrophorèse	l'extrait sec la température la tension le temps	l'augmentation du pH
Pouvoir de pénétration	la tension le temps	l'augmentation de température l'augmentation du pH

Avant de déposer la peinture, la surface à recouvrir est parfaitement *nettoyée* (notamment élimination des matières grasses isolantes). Après la déposition, la pièce est normalement cuite vers 200 °C pendant trente minutes. Le bain est renouvelé en peinture sous-aminée (produit constitué de vernis et de pigment pauvre en amine) car il se charge en amines durant l'électrophorèse.

Les avantages de ce procédé résident dans le fait que la peinture est diluable à l'eau, incombustible ; la pièce est uniformément recouverte et l'état de surface est bon. Une chaîne de peinture par électrophorèse peut être entièrement automatisée (fig. VI-4). Les inconvénients viennent du fait que l'épaisseur de la couche est limitée et que l'installation est assez coûteuse.

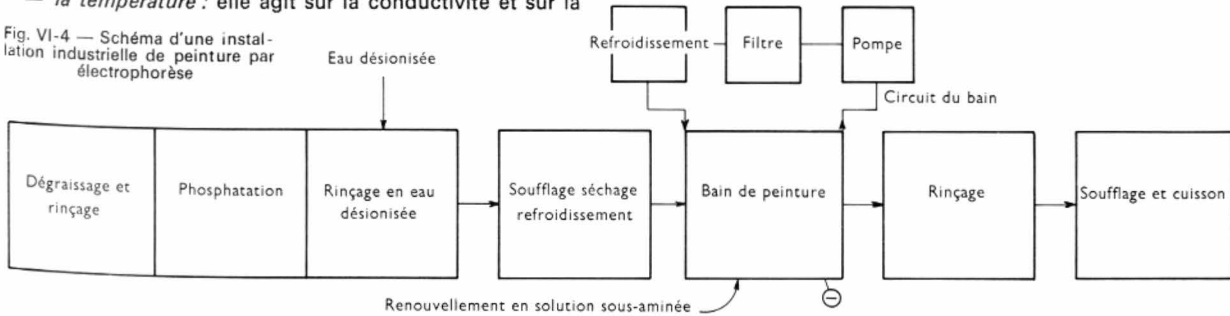


Fig. VI-4 — Schéma d'une installation industrielle de peinture par électrophorèse

CHAPITRE VII

RÉSINES ÉCHANGEUSES D'IONS

Certaines résines sont des *solides insolubles* qui peuvent échanger des ions avec une solution ; elles sont appelées *résines échangeuses d'ions.* C'est le cas d'une *résine* synthétique de polystyrène sur laquelle des *radicaux* ionisables (groupements fonctionnels) sont greffés. Ceux-ci peuvent être :

— des ions *acide sulfonique* (— SO_3H) comme dans la résine sulfonique.

— des ions *ammonium quaternaire* (chlorure — NH_3Cl ou hydroxyde — NH_3OH) comme dans la résine ammonium quaternaire.

1. PRINCIPE

Dans l'eau, une résine sulfonique se gorge d'eau ; celle-ci pénètre par les pores du réseau macromoléculaire. L'acide fort HSO_3 est entièrement dissocié en ions sulfites SO_3^- et en protons H^+ mais seuls ces derniers sont mobiles. Si dans la solution nous introduisons, par exemple, du chlorure de sodium (NaCl), il peut y avoir échange entre les ions Na^+ et H^+, les ions sodium Na^+ les remplaçant à l'intérieur du bain.

$$H^+_{\text{Résine}} + Na^+_{\text{Solution}} \rightleftharpoons H^+_{\text{Solution}} + Na^+_{\text{Résine}}$$

À l'équilibre, nous avons une proportion moins grande d'ions $Na^+_{\text{Rés}}$ que de protons $H^+_{\text{Rés}}$: l'ion Na^+ a donc une *affinité* plus grande que l'ion H^+ pour la résine considérée.

Des échanges analogues peuvent être réalisés avec d'autres ions. Par exemple, avec l'ion aluminium (Al^{3+}) nous avons :

$$3H^+_{\text{Rés}} + Al^{3+}_{\text{Sol}} \rightleftharpoons 3H^+_{\text{Sol}} + Al^{3+}_{\text{Rés}}$$

Il est possible d'établir une classification des cations par ordre d'affinité croissante. Pour cette résine, elle est la suivante :

$$Li^+ ; H^+ ; Na^+ ; K^+ ; Rb^+ ; Cs^+ ; Ag^+$$

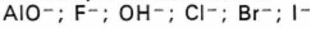
Elle peut échanger un ion qu'elle a fixé avec l'un quelconque qui se trouve à droite de celui-ci dans cette classification.

C'est une résine échangeuse de cations, puisqu'eux seuls peuvent passer d'une phase à l'autre ; ils sont mobiles à l'intérieur de l'échangeur.

Les résines ammonium quaternaire sont des échangeurs d'anions ; ce sont eux seuls qui sont mobiles dans cette résine. Ainsi, en présence de chlorure de sodium NaCl, nous avons l'équilibre :

$$OH^-_{\text{Rés}} + Cl^-_{\text{Sol}} \rightleftharpoons OH^-_{\text{Sol}} + Cl^-_{\text{Rés}}$$

Il y a fixation des anions Cl^- de la solution et libération d'anions OH^- de la résine. Les anions peuvent aussi être classés en tenant compte de leur affinité.



$$AlO^- ; F^- ; OH^- ; Cl^- ; Br^- ; I^-$$

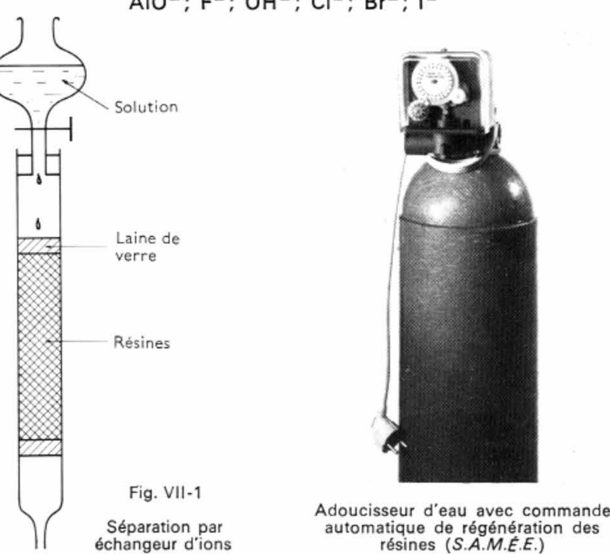


Fig. VII-1

Séparation par échangeur d'ions

Adoucisseur d'eau avec commande automatique de régénération des résines (*S.A.M.É.E.*)

La capacité d'échange de la résine est liée au nombre de ses groupements fonctionnels. Elle est caractérisée par le nombre de milli-équivalents par gramme de résine sèche.

Des résines permettent aussi de fixer des molécules. Celles-ci pénètrent dans le réseau macromoléculaire et si la résine contient des ions susceptibles de former un complexe avec elles, il y a fixation de la molécule dans la résine. Par exemple, la molécule ammoniac peut être fixée sur une résine contenant des ions H^+ :

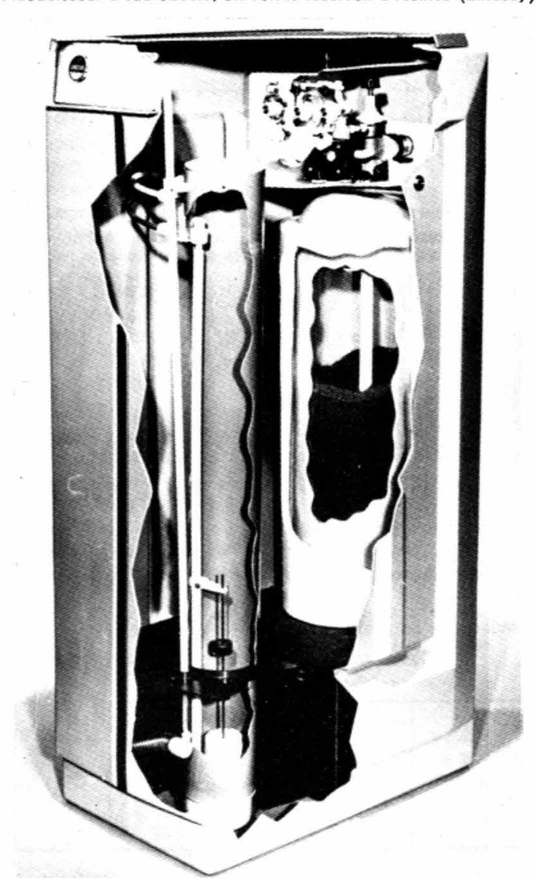
$$H^+_{\text{Rés}} + NH_{3\,\text{Sol}} \rightarrow NH_4{}^+_{\text{Rés}}$$

2. APPLICATIONS

Il est possible de séparer des corps au moyen des résines échangeuses d'ions. La séparation se fait dans une *colonne* remplie par l'échangeur qui se présente sous forme de grains. Le liquide à séparer est placé dans le haut de la colonne et il migre vers le bas sous l'action de la pesanteur tandis que se réalisent les échanges d'ions (fig. VII-1). Une fois la séparation effectuée au sein de la résine, il est facile de récupérer la partie fixée en faisant couler un éluant convenable.

Les résines échangeuses d'ions peuvent aussi être utilisées pour la déminéralisation de certaines eaux. Les adoucisseurs d'eau contiennent des résines qui permettent d'éliminer les ions calcium Ca^+. Une régénération périodique des résines est nécessaire. Elle est réalisée en faisant circuler de l'eau salée (c'est-à-dire contenant du chlorure de sodium) dans les résines : il y a alors échange des ions calcium retenus et des ions sodium de la solution salée.

Adoucisseur d'eau ouvert ; on voit le réservoir à résines (*Lindsay*)



CHAPITRE VIII

OBTENTION DE CORPS PAR ÉLECTROLYSE

1. OBTENTION D'HYDROGÈNE ET D'OXYGÈNE PAR ÉLECTROLYSE DE L'EAU

L'électrolyse de l'eau avec des électrodes en platine permet d'obtenir simultanément de l'hydrogène à la cathode et de l'oxygène à l'anode (V. t. 1, Électricité, chap. 7), la pureté des gaz recueillis étant excellente. Cependant, l'eau étant *faiblement conductrice* du courant électrique, il est nécessaire d'utiliser des solutions acides ou alcalines. Ces deux cas doivent être distingués; ils correspondent aux mécanismes suivants:

— *Solution acide:* les ions H^+ sont prédominants. Les réactions aux électrodes peuvent être symbolisées de la façon suivante:

— à la cathode: $4\,H^+ + 4\,e^- \rightarrow 2\,H_2\uparrow$

— à l'anode: $2\,H_2O \rightarrow O_2\uparrow + 4\,H^+ + 4e^-$

soit globalement: $2\,H_2O \rightarrow 2\,H_2\uparrow + O_2\uparrow$

— *Solution basique:* les ions OH^- sont prédominants. Les réactions aux électrodes sont différentes des précédentes:

— à la cathode: $4\,H_2O + 4\,e^- \rightarrow 2\,H_2\uparrow + 4\,OH^-$

— à l'anode: $4\,OH^- \rightarrow 2\,H_2O + O_2\uparrow + 4\,e^-$

soit globalement: $2\,H_2O \rightarrow 2\,H_2\uparrow + O_2\uparrow$

Dans les deux cas la réaction globale est identique. En effet, si nous mesurons les tensions à partir desquelles l'électrolyse se produit (électrodes en platine), nous obtenons des valeurs sensiblement égales, proches de 1,7 volts comme l'indique le tableau suivant.

Électrolyte	Tension à partir de laquelle l'électrolyse devient appréciable (volts)
Acide sulfurique	1,67
Acide phosphorique ...	1,70
Acide tartrique	1,62
Acide nitrique	1,69
Soude...............	1,69
Potasse..............	1,67
Ammoniaque	1,74

Les faibles écarts peuvent être attribués à de légères différences de *surtension* entre les deux demi-réactions. Dans une électrolyse de l'eau, il est possible de tirer parti de la *grande mobilité* des ions H^+ et OH^- pour réduire la résistance de l'électrolyte. Les électrodes choisies doivent présenter les surtensions les plus faibles possibles à l'égard de l'oxygène et de l'hydrogène. Ainsi, l'anode peut être en nickel et la cathode en fer (à défaut de platine); seules des raisons économiques conduisent l'industrie à choisir le plus souvent du fer pour les deux électrodes.

Pratiquement, au cours d'une électrolyse industrielle, il est nécessaire d'éviter au maximum la diffusion des produits de l'électrolyse pour obtenir des gaz très purs. Pour cela, les compartiments anodique et cathodique sont séparés. Deux sortes de cellules sont souvent employées:

— *l'électrolyseur à cloche* (fig. VIII-1). Les dégagements gazeux sont séparés par les cloches isolant les compartiments;

— *l'électrolyseur à diaphragme* (fig. VIII-2). Le diaphragme est une cloison qui *permet le passage du courant électrique* (par l'intermédiaire des ions), mais *empêche* les *produits de l'électrolyse d'entrer en contact* (pour éviter une réaction secondaire ou (et) un mélange des deux). Schématiquement, pour une séparation de gaz (comme le cas se présente ici), le diaphragme est constitué par une plaque en matière poreuse dont le diamètre des pores est inférieur au diamètre moyen des bulles de gaz; c'est un faisceau de capillaires. Le matériau doit résister aux attaques chimiques; ainsi, pour le cas présent (solution alcaline, en général), le diaphragme est en amiante;

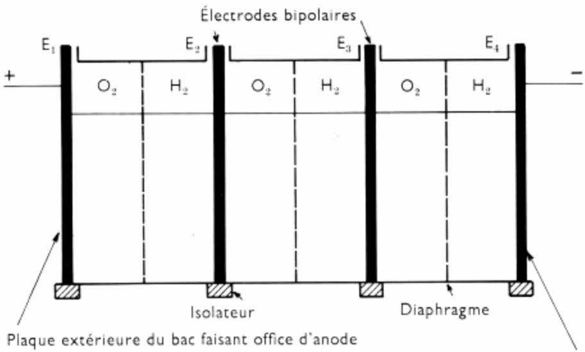


Fig. VIII-3 — Cellule bipolaire pour électrolyse de l'eau

— *l'électrolyseur à électrodes bipolaires* (fig. VIII-3) est une variante du précédent; les potentiels des électrodes décroissent régulièrement de E_1 à E_4 et ainsi, il se dégage de l'hydrogène sur l'une des faces et de l'oxygène sur l'autre. Cette cuve est donc formée d'un certain nombre de cuves à diaphragme associées en série;

— *les cellules mixtes* (fig. VIII-4) combinent les principes des cellules à cloche et à diaphragme.

Le tableau ci-après indique les proportions d'impuretés dans les gaz élaborés par les deux premières méthodes (un rapide examen permet de constater l'intérêt de la cellule mixte).

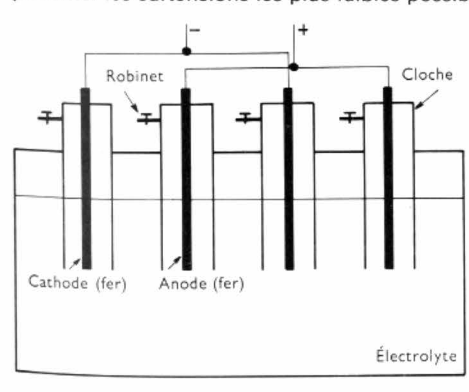


Fig. VIII-1 — Électrolyseur à cloche

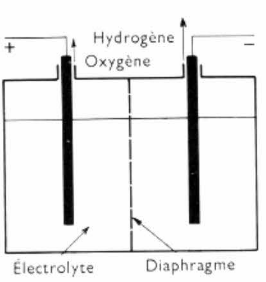


Fig. VIII-2 — Électrolyseur à diaphragme

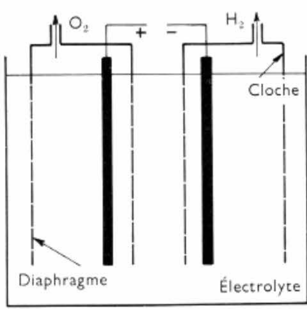


Fig. VIII-4 — Cellule combinée cloche-diaphragme

	Diaphragme	Cloche
L'hydrogène contient.......	0,5 à 1 % d'oxygène	1 à 1,5 % d'oxygène
L'oxygène contient.......	1,5 à 2 % d'hydrogène	3 à 3,5 % d'hydrogène

2. PRÉPARATION DE L'EAU OXYGÉNÉE

— *À partir des persulfates :* lors de l'électrolyse de l'acide sulfurique, à une température inférieure à 10 °C et avec une grande densité de courant, il se forme à l'anode des ions persulfuriques $S_2O_8^{2-}$ et de l'eau oxygénée (H_2O_2). En effet, la réaction au niveau de l'anode est la suivante :

$$2\ HSO_4^- + 2\ H_2O \rightarrow 2\ H_2SO_4 + H_2O_2 + 2\ e^-$$

L'eau oxygénée est extraite au moyen d'éther ; elle forme avec lui et l'eau un mélange ternaire : eau oxygénée-éther-eau. À la distillation, l'éther et une partie de l'eau sont éliminés ; le restant d'eau forme un azéotrope avec de l'orthoxylène. Une nouvelle distillation permet de recueillir l'eau oxygénée.

— *Procédé direct :* l'eau oxygénée peut se former directement à la cathode au cours de l'électrolyse de solutions acides ou alcalines diluées et avec une très faible densité de courant. Un courant d'oxygène amené au voisinage de la cathode réagit avec les atomes d'hydrogène :

$$O_2 + 2\ H \rightarrow H_2O_2$$

Ce procédé est appliqué industriellement et s'avère plus rentable énergétiquement que le précédent.

3. PRÉPARATION DU CHLORE ET DU SODIUM PAR ÉLECTROLYSE DE CHLORURE DE SODIUM

3.1. Caractères généraux. — Le premier brevet industriel concernant cette électrolyse date de 1851. Lors de l'électrolyse d'une solution aqueuse de chlorure de sodium, il y a formation de *chlore* à l'anode et de *soude* à la cathode tandis que de *l'hydrogène* se dégage (V. chap. 1). Le chlore peut également réagir avec la soude formée ; cela permet d'obtenir de *l'hypochlorite de sodium :*

$$Cl_2 + 2\ NaOH \rightleftharpoons \underset{\text{hypochlorite de sodium}}{NaOCl} + NaCl + H_2O$$

Si la température augmente, l'hypochlorite de sodium (NaOCl) se transforme en *chlorate :*

$$3\ NaOCl \rightarrow NaClO_3 + 2\ NaCl$$

Lors de l'électrolyse du chlorure de sodium fondu, il se forme du *chlore* à l'anode et du *sodium* à la cathode ; le *sodium* reste à l'état de métal fondu :

$$2\ NaCl \rightarrow Cl_2 + 2\ Na$$

Mais ces considérations chimiques simples ne sont pas suffisantes ; il y a lieu de tenir compte des *différences de mobilité* des ions de la solution. Pour l'électrolyse du chlorure de sodium en solution aqueuse, il y a formation de soude à la cathode selon le schéma réactionnel suivant :

$$2\ Na^+ + 2\ e^- + 2\ H_2O \rightarrow 2\ NaOH + H_2\uparrow$$

tandis qu'à l'anode, les ions Cl^- de la solution donnent le chlore qui se dégage. Globalement, il y a remplacement de la solution de chlorure de sodium par une solution de soude : il y a substitution d'un ion chlore Cl^- par un ion oxydrile OH^- beaucoup plus mobile. Dans ces conditions, le courant électrique produit petit à petit l'électrolyse de la soude et, sous l'action du champ électrique, les ions OH^- *ont tendance à quitter leur compartiment cathodique pour gagner le compartiment anodique.* Lorsqu'ils se déchargent à l'anode, il y a dégagement d'oxygène :

$$4\ OH^- \rightarrow 2\ H_2O + O_2\uparrow + 4\ e^-$$

Nous atteignons ainsi un *état stationnaire* où la formation de soude est exactement compensée par sa destruction.

Cela montre les nombreuses possibilités de réactions dans cette électrolyse et nous concevons aisément qu'il faille contrôler sévèrement les conditions expérimentales pour obtenir les produits souhaités.

Les électrolyseurs utilisés peuvent être :

— des *cellules à cloche* (V. § 1) dans lesquelles un courant de chlorure de sodium circule de l'anode vers la cathode à une vitesse supérieure à celle de la migration des ions OH^- (qui se déplacent en sens inverse) ;

— des *cellules à diaphragme :* une cloison poreuse est interposée entre les deux compartiments ;

— des *cellules à mercure :* la cathode de mercure forme un amalgame avec le métal alcalin et, ainsi, celui-ci est éliminé du milieu réactionnel ; l'amalgame est ensuite décomposé en présence d'eau.

La solution électrolysée est obtenue à partir de sel gemme ou de sel marin (300 grammes de sel par litre). Les impuretés (chlorure de magnésium, sulfate de magnésium, etc.) sont éliminées par précipitation au moyen d'un mélange de chlorure de baryum et de soude ; cela est réalisé automatiquement dans les installations industrielles. Au cours de l'utilisation, les solutions sont recyclées, c'est-à-dire qu'elles passent sur des saturateurs pour être rechargées en chlorure de sodium.

Les anodes ne doivent pas pouvoir être attaquées par le chlore ; à défaut de platine trop cher, elles sont faites en *graphite* obtenu par calcination de coke de pétrole ou, moins souvent, en magnétite obtenue par fusion d'oxyde de fer à très haute température. Les cathodes doivent résister à l'action des lessives de soude : *le fer* est donc couramment utilisé ; le cas particulier de la cathode en mercure sera examiné en détail lors de l'étude de la cellule à mercure.

3.2. Cellules à diaphragme et à contre-courant. — Ces cellules associent les avantages d'un contre-courant s'opposant à la migration des ions OH^- et ceux d'un *diaphragme* s'opposant à la diffusion (fig. VIII-5). Elles

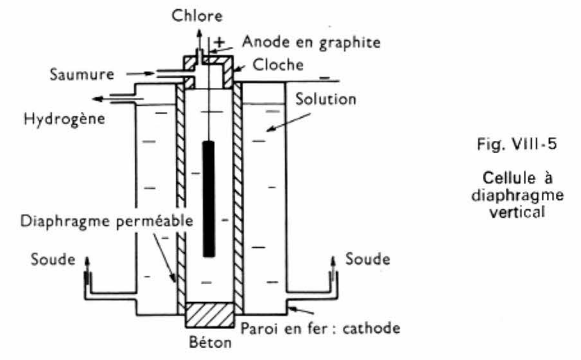


Fig. VIII-5
Cellule à diaphragme vertical

comportent donc un diaphragme perméable (en amiante renforcée) permettant au flux d'électrolyte de s'écouler de l'anode vers la cathode. De la saumure est constamment apportée dans la région anodique. La cuve métallique sert de cathode. Le chlore se dégage à travers un orifice pratiqué au sommet de la cellule. La soude est prélevée dans le compartiment cathodique tandis que l'hydrogène, ne pouvant diffuser à travers le diaphragme imbibé de liquide, est recueilli dans la partie supérieure de ce compartiment. Cette description concerne évidemment une cellule à diaphragme vertical qui est la plus répandue actuellement.

La cellule Hargreaves et *Bird* (elle date de 1890) se rapproche de la précédente mais elle ne possède pas de compartiment cathodique. Les cathodes sont constituées par des toiles métalliques directement appliquées sur les diaphragmes. Cela évite *tout risque de migration des ions* OH^- puisqu'ils sont éliminés tout de suite.

Exemple de conditions de fonctionnement : température 75 °C ; tension : 4,2 volts ; intensité du courant : 3 000 ampères.

Les *cellules Allen More* ont des anodes en graphite et des cathodes constituées par des réseaux de fils d'acier. L'électrolyte passe du compartiment anodique au compartiment cathodique à travers des *diaphragmes en amiante.*

Les conditions de fonctionnement sont les suivantes: tension: 3,4 volts; intensité du courant: 1 500 ampères; concentration de la lessive de soude obtenue: 100 grammes par litre.

Les *cellules Towsend* ont la particularité d'avoir un compartiment cathodique rempli d'une huile minérale légère; la soude est ainsi séparée du bain car elle se place en dessous de l'huile par gravité. Les conditions de fonctionnement sont: tension: 4,5 volts; intensité du courant: 5 000 ampères.

Les *cellules Krebs* (fig. VIII-6). Leur diaphragme en amiante est déposé contre la cathode. Leur avantage réside dans la grande facilité de changement des cathodes usagées. Nous donnons dans le tableau suivant les caractéristiques des cellules Krebs à diaphragme vertical et horizontal.

Caractéristiques des cellules Krebs	Cellule à diaphragme vertical	Cellule à diaphragme horizontal
Intensité du courant . .	1-6 000 A	1-6 000 A
Densité de courant . . .	700-800 A/dm²	700-800 A/dm²
Rendement de courant.	92-96 %	90-92 %
Tension à la cellule. . .	4,1 V	3,9 V
Concentration de la lessive de soude	120 g/l	130 g/l
Teneur de la lessive en chlorure de sodium . .	130 g/l	120 g/l
Concentration du chlore	97 %	97 %
Concentration de l'hydrogène	99,5,%	99,5 %

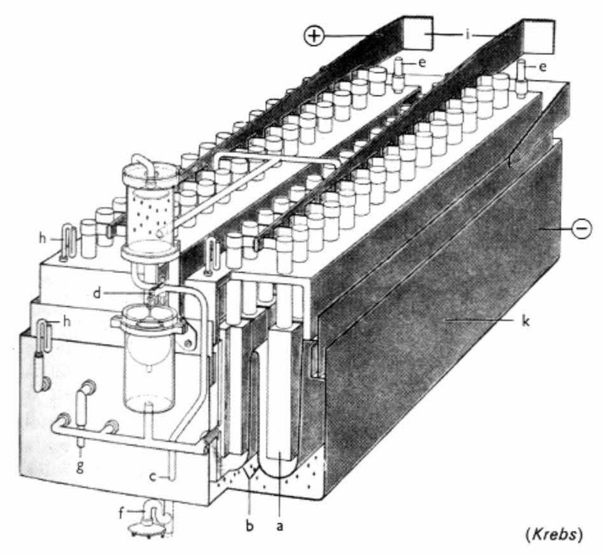


Fig. VIII-6 — Schéma d'une cellule à diaphragme vertical du type Krebs

a: anode (graphite)
b: cathode (fer)
c, d: arrivée de l'électrolyte
e: évacuation du gaz chlore
f: écoulement de la lessive
g: évacuation de l'hydrogène
h: indicateurs de la pression
i: barres collectrices d'amenée du courant
k: bac à cathode

Les *cellules Gibbs*. L'anode, au centre, est formée de barres de graphite. Le diaphragme entoure l'anode et sépare celle-ci de la cathode constituée par un cylindre en fer. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes: tension: 3,5 volts; intensité du courant: 1 000 ampères; concentration de la lessive de soude: 120 grammes par litre.

Les *cellules Hooker* (1930) sont très utilisées (fig. VIII-7). Elles comprennent un bloc anodique de deux rangées de 15 anodes en graphite. Le diaphragme est directement fixé sur le bloc cathodique; celui-ci est plongé dans une suspension sodique d'amiante pour en être recouvert. Cette cellule fonctionne sous une tension de 3,45 volts avec un courant d'intensité de 7 000 ampères. Elle permet d'obtenir 215 kg de chlore par jour. Son avantage réside dans le fait que la mise en place du diaphragme n'est pas délicate, il forme corps avec la cathode.

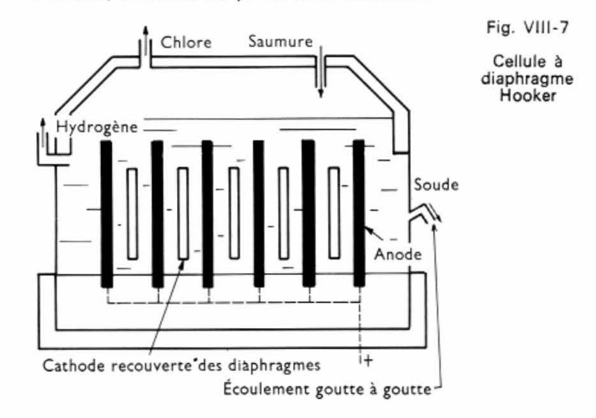


Fig. VIII-7
Cellule à diaphragme Hooker

3.3. Cellules à cathode de mercure. — Ce type de cellule est de plus en plus utilisé. Il comporte une *cathode circulante de mercure* au contact de laquelle le sodium, libéré par l'électrolyse, *s'amalgame* tandis que le chlore se dégage. On évite de ce fait la formation de soude et la nuisible migration des ions OH^-. Le mercure forme un amalgame à 0,170 environ de sodium; il s'écoule et passe dans un *décomposeur* où, en présence d'eau, il fournit *de la soude et de l'hydrogène*. Le mercure ainsi régénéré est réutilisé tandis que la lessive de soude est récupérée. Les cellules à cathode de mercure fonctionnent avec des densités de courant bien supérieures à celles des cellules à diaphragme (10 fois plus environ); certaines ont des capacités permettant d'atteindre 45 000 ampères. Cependant, pour cette cellule, il convient de purifier davantage la saumure électrolysée et notamment d'éliminer les sels de fer et de magnésium. De plus, avant le recyclage, la saumure saturée est acidifiée pour que son pH soit égal à 5. Cela évite la formation d'hypochlorite et de chlorate pendant l'électrolyse.

Nous allons décrire quelques types de cellules à cathode de mercure.

— *Dispositif Solvay* (fig. VIII-8). Il est le plus répandu. Le fond de la cuve d'électrolyse est recouvert d'une couche de mercure animé d'un mouvement continu. Au-dessus, sont disposées les anodes en platine. L'amalgame passe dans le décomposeur puis est renvoyé dans l'installation. Dans la partie supérieure, le mouvement de la saumure est opposé à celui du mercure. Avec une densité de courant comprise entre 10 000 à 20 000 A/m², la concentration de la lessive recueillie au décomposeur peut atteindre 37 % en soude.

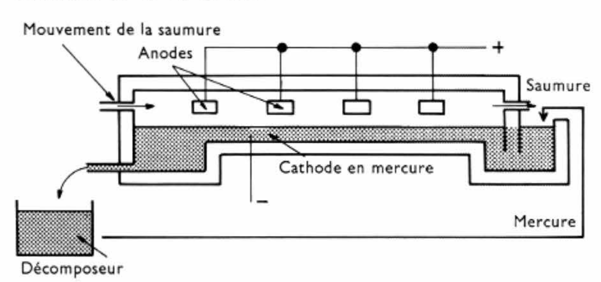
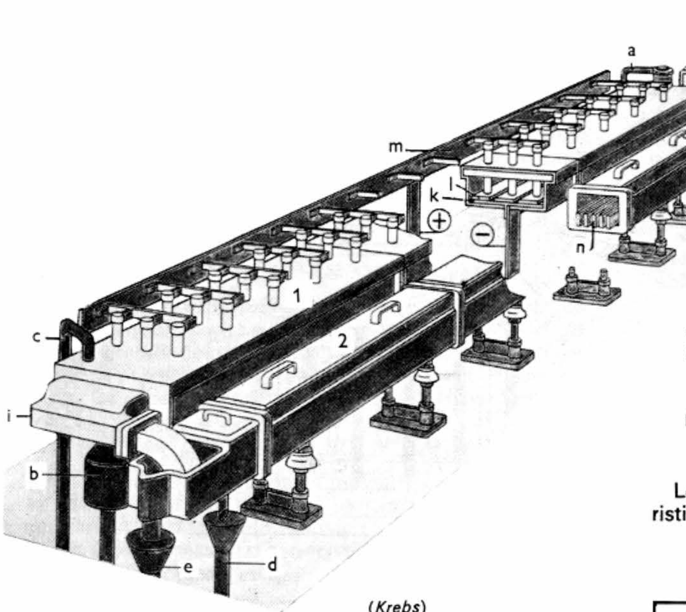


Fig. VIII-8 — Dispositif Solvay à cathode de mercure

— *Dispositif Krebs*. Il comprend deux parties: dans la première se forme l'amalgame; dans la seconde, il est décomposé. Pour cela, une circulation d'eau à contre-courant est nécessaire. La cellule est alimentée sous une tension de 4 volts; son rendement (par rapport au courant) atteint 95 %. Une masse de 0,050 à 0,125 kg de mercure



(*Krebs*)

a : arrivée de la saumure
b : écoulement de la saumure
c : évacuation du gaz chlore
d : écoulement de la lessive
e : évacuation des impuretés
f : évacuation de l'hydrogène
g : amenée d'eau
h : dispositif de refoulement du mercure
i : passage de l'amalgame
k : cathode (mercure)
l : anode (graphite)
m : barre collectrice d'amenée du courant
n : élément de décomposition

1. cellule primaire (espace de formation de l'amalgame)
2. cellule secondaire (espace de décomposition de l'amalgame)

Fig. VIII-9 — Schéma d'une cellule à mercure de type Krebs

est consommée par tonne de chlore. Cette cellule peut aussi être utilisée pour l'électrolyse du chlorure de potassium (fig. VIII-9).

— *Dispositif Pechiney* (fig. VIII-10). Il est constitué par un long bac, légèrement incliné, dans lequel circule le mercure formant cathode. Les anodes en graphite, en forme de T, sont fixées au couvercle et sont amenées à 6 mm de la cathode. Une saumure à 300 grammes par litre s'écoule parallèlement au mercure. Elle est électrolysée

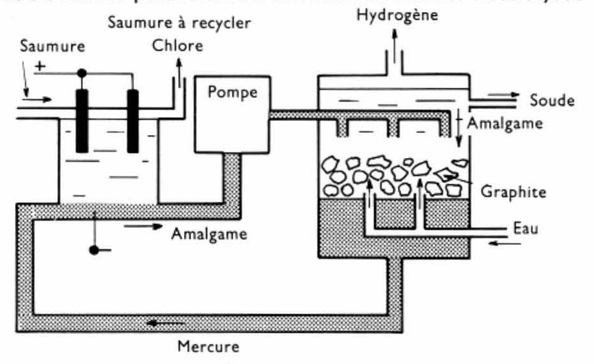


Fig. VIII-10 — Électrolyseur à mercure Pechiney

et le sodium libéré est entraîné par le mercure vers le décomposeur. Celui-ci est vertical et rempli de morceaux de graphite ; de l'eau y est envoyée. À son contact, l'amalgame est décomposé et il y a formation de soude (à 50 %, même à 65 % avec deux étapes de décomposition) ; elle est récupérée ainsi que l'hydrogène qui se dégage. Le mercure est recyclé ainsi que la saumure après passage au saturateur. Cette cellule fonctionne sous une tension de 4,5 volts et avec un courant de 5 000 ampères ; elle fournit 1 500 kg de chlore par 24 heures.

3.4. Comparaison des deux types de cellules. —

Les cellules à mercure, notamment parce qu'elles permettent d'élaborer des produits très purs, semblent plus intéressantes. Cependant, il faut tenir compte du fait qu'elles fonctionnent sous une tension plus grande que les autres et elles demandent une *plus grande mise de fonds initiale*. En effet, elles immobilisent une grande quantité de mercure (2 300 kg par cellule Pechiney) dont le prix est fort élevé. Malgré tout, sur le plan économique, les deux types de cellules sont *comparables* et, souvent, ce sont des conditions particulières (pureté des produits demandés, prix du kilowattheure, etc.) qui sont déterminantes pour le choix d'une cellule.

Le tableau ci-après permet de comparer les caractéristiques générales des deux types de cellules.

Comparaison des deux types de cellules

	Cellule à mercure	Cellule à diaphragme
Solution de chlorure de sodium	• à très bien purifier	• une purification moins poussée suffit
Solution de soude obtenue	• très concentrée • déjà séparée du chlorure de sodium (pas d'évaporateur nécessaire) • meilleure pureté • plus économique lorsqu'une grande pureté est souhaitée	• meilleur marché pour une même qualité
Énergie électrique	• si le prix du kilowattheure n'est pas trop élevé, le procédé s'avère plus rentable globalement	• consommation inférieure d'environ 20 % par rapport à une cellule à mercure
Sécurité	• moins bonne	• pas de risque d'explosion du mélange gazeux
Fonctionnement	• interruptions moins fréquentes et de durées plus courtes que pour les cellules à diaphragme	• il faut des cellules en réserve pour permettre l'entretien des autres sans interrompre la production
Entretien		• frais plus élevés
Potasse (KOH) Hydroxyde de lithium (LiOH)	• mieux adaptée	

Comparaison des cellules appartenant aux deux types précédents

		Temps de marche	Tension (volts)	Intensité du courant (ampères)	Rendement en courant	Énergie consommée (kilowatt-heures par kilogramme de chlore)	Concentration (grammes par litre)	
							Soude	Chlorure de sodium
Sans circulation (pour comparaison) Aussig		plusieurs années	4	500	85 %	3,3	120	
À diaphragme	Krebs	10 mois	3,5	5 000	92 %	2,9	120	160
	Gibbs	4 mois	3,6	800	93 %	3	120	160
	Hooker	6 mois	3,8	27 000	96 %	3	135	150
À mercure	Solvay	1 année	4,4	170 000	96 %	3,5	750	0,02
	Krebs		4,2	80 000	95 %	3,6	750	0,02

Remarque : Ce que nous avons dit ici en prenant le cas de l'électrolyse du chlorure de sodium est applicable au cas de l'électrolyse du chlorure de potassium qui permet d'obtenir du chlore, de la potasse et de l'hydrogène.

4. PRÉPARATION DES CHLORURES DÉCOLORANTS OU HYPOCHLORITES

D'une grande importance pratique, les hypochlorites servent à la *désinfection* et au *blanchissement* (du papier par exemple). Ils sont obtenus en électrolysant à froid une solution de chlorure de sodium; mais, alors que dans les préparations précédentes tout était mis en œuvre pour éviter la migration des ions OH^-, ici elle est favorisée. La réaction chimique globale peut être représentée schématiquement par l'équation suivante :

$$2\,NaOH + Cl_2 \rightleftharpoons NaCl + NaOCl + H_2O$$

ou par l'équation ionique correspondante :

$$2\,OH^- + Cl_2 \underset{2}{\overset{1}{\rightleftharpoons}} Cl^- + ClO^- + H_2O$$

Rappelons que d'autres réactions peuvent aussi se produire et qu'il peut y avoir formation de *chlorate*. Cependant, comme les vitesses des réactions de formation de ces deux composés dépendent en grande partie des conditions expérimentales, il est possible de favoriser l'une ou l'autre. En principe, il y a formation d'hypochlorite si les conditions opératoires sont voisines de *l'alcalinité*. Une augmentation de concentration des ions OH^- tend à déplacer l'équilibre figuré par les équations précédentes dans le sens 1, c'est-à-dire favorise la formation d'ions hypochlorite ClO^-.

La formation d'hypochlorite de sodium impose donc :

— une forte concentration de chlorure alcalin (elle facilite la décharge des ions Cl^- au détriment de celle des ions ClO^-),

— une grande densité de courant,

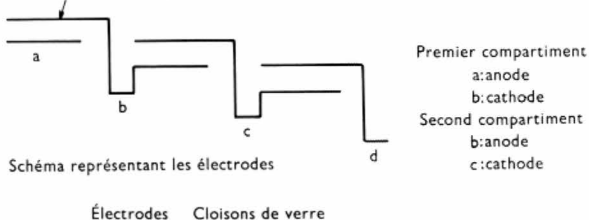
— une température assez basse (pour éviter l'oxydation de l'hypochlorite en chlorate),

— un pH assez proche de la neutralité mais alcalin (en effet, un excès d'ions ClO^- provoque une oxydation),

— un bain très calme (il faut éviter toute turbulence).

Les réactions d'électrolyses considérées ici sont des réactions *secondaires*. Il est évidemment possible d'isoler le chlore et la soude produits lors de l'électrolyse et de les mélanger ensuite pour parvenir au même résultat. Cela est réalisé dans des installations modernes.

La cellule *Kellner* à électrodes horizontales (fig. VIII-11) se compose d'une série de cuves en grès; le plancher est en escalier et des cloisons de verre ménagent des compartiments. Les électrodes sont en toile de platine; chacune sert de cathode dans un compartiment et d'anode dans le suivant. Les anodes sont très rapprochées de la cathode, ce qui favorise la réaction du chlore sur le liquide alcalin. L'ensemble est refroidi par un dispositif approprié.



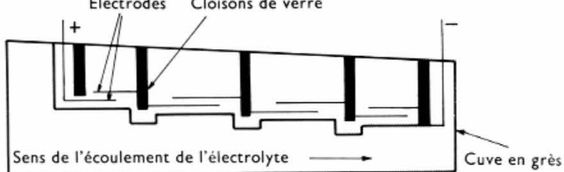


Fig. VIII-11 — Cellule Kellner à cuves à degrés

L'appareil *Hermitte* (fig. VIII-12) comporte une cuve en fonte. L'alimentation se fait à la partie inférieure par un tube *D*. La cathode est constituée par des disques en zinc animés de mouvements de rotation. Les anodes sont formées par des toiles de platine. Au fur et à mesure que la saumure arrive, le liquide déborde dans la gouttière *G* entraînant l'hypochlorite de sodium.

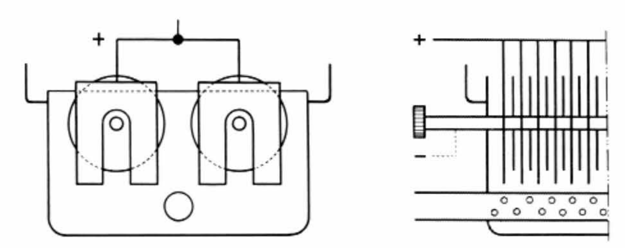


Fig. VIII-12 — Appareil Hermitte pour la préparation des électrolytes

5. PRÉPARATION DES CHLORATES

Ils présentent également un intérêt considérable. Le chlorate de sodium $NaClO_3$ est utilisé comme *désherbant*, pour la préparation du chlorate de potassium qui sert comme explosif, et pour la préparation des *allumettes*. Une réaction de double décomposition entre le chlorate de

sodium ($NaClO_3$) et le chlorure de potassium (KCl) permet d'obtenir le chlorate de potassium ($KClO_3$). La fabrication des chlorates exige de nombreuses précautions afin d'éviter tout risque d'explosion.

Nous avons vu précédemment l'ensemble des réactions qui conduisent au chlorate. Il faut opérer en milieu légèrement *acide* à une température de 45 °C. Le bac à électrolyse est muni d'anodes en graphite (elles sont oxydées si la température devient supérieure à 45 °C) et de cathodes en fer. Une d.d.p. de 3,4 V est appliquée entre ces électrodes. La densité de courant est relativement peu élevée: 7 à 10 A/dm². La saumure circule; à l'entrée, elle contient 200 g/l de chlorure de sodium et 300 g/l de chlorate de sodium, tandis qu'à la sortie, ces concentrations sont respectivement égales à 100 g/l et à 400 g/l. Elle est ensuite envoyée vers le décanteur afin d'éliminer le graphite provenant de l'anode, puis refroidie à — 6 °C pour que le chlorate cristallise. La masse de chlorate recueillie est égale à 200 g/l environ. La solution est rechargée en chlorure de sodium et est renvoyée dans la cellule pour subir un nouveau cycle.

6. PRÉPARATION DES PERCHLORATES

Ils s'obtiennent par *oxydation de chlorate*. Le mécanisme de cette réaction est mal connu, mais on suppose qu'il se produit une adsorption (fixation) d'oxygène atomique sur l'anode:

$$H_2O \rightarrow 2\,H^+ + 2\,e^- + O \text{ (anode)}$$

suivie d'une réaction secondaire qui est l'oxydation de l'ion chlorate:

$$ClO_3^- + O \text{ (anode)} \rightarrow ClO_4^-$$

Il faut une tension anodique voisine de 6 V, une forte concentration en ions chlorates ClO_3^- et pas d'ions chlore Cl^-. Les anodes sont en platine et les cathodes en acier.

7. PRÉPARATION DU SODIUM

Le sodium peut être obtenu par électrolyse d'un mélange de chlorure de sodium (48 %) et de chlorure de calcium (52 %) à 650 °C.

Exemple de conditions de fonctionnement: tension: 8 volts, intensité du courant: 12 000 ampères.

CHAPITRE IX

DÉPÔTS ÉLECTROLYTIQUES

1. CARACTÈRES GÉNÉRAUX

L'électrolyse est utilisée pour déposer une ou plusieurs couches métalliques sur une surface de métal. Le principe de réalisation d'un dépôt électrolytique est simple: la pièce à recouvrir est placée dans un bac à électrolyse pour jouer le rôle d'une cathode sur laquelle viennent se déposer des ions métalliques. L'électrolyte est choisi en fonction du dépôt désiré. La couche obtenue a bien évidemment des caractéristiques précises qui dépendent des différents paramètres du mécanisme électrolytique et cela, aussi bien en ce qui concerne sa structure que ses propriétés. Schématiquement, nous pourrons considérer deux sortes de procédés qui sont:

— la *galvanoplastie :* le dépôt métallique est réalisé sur une cathode métallique qui constitue un moule;

— la *galvanisation ou galvanostégie :* la pièce métallique est recouverte par un film de nature différente afin de lui conférer certaines caractéristiques.

Dans les deux cas, le problème est identique: la qualité des dépôts dépend de ses caractéristiques structurales. Cependant, il est bien évident que ces caractéristiques ne seront pas les mêmes pour un dépôt destiné à protéger une masse métallique de la corrosion et pour un dépôt réalisé en vue de la décoration d'une pièce.

Un dépôt métallique est constitué par un agrégat de cristaux plus ou moins gros. Nous devrons considérer deux stades au cours de leur formation:

— le premier stade est celui de la *germination*. Un petit germe se forme et, à partir de lui, le cristal peut croître. La cinétique d'apparition de ces germes est caractérisée par la vitesse de germination v_g;

— le second stade est celui de la *croissance des cristaux ;* il est caractérisé par la vitesse de croissance v_c.

Nous pouvons alors distinguer trois cas:

— $v_g > v_c$: *la vitesse de germination est supérieure à la vitesse de croissance*. Ainsi, il y aura beaucoup de germes sur la surface métallique donc de nombreux *petits cristaux*. Le dépôt est en général *pulvérulent* donc *peu adhérent*. C'est le domaine des microcristaux; la taille des grains ne peut cependant devenir inférieure à une limite.

— $v_g < v_c$: *la vitesse de germination est inférieure à la vitesse de croissance*. Les dépôts sont constitués par de *gros cristaux ;* en général, ils sont *fragiles* et la cohésion entre les cristaux est faible.

— $v_g = v_c$: *les vitesses de germination et de croissance seront sensiblement les mêmes*. Ce sont les *meilleures conditions :* la couche est formée de cristaux assez petits mais possédant entre eux une bonne cohésion. Les conditions opératoires sont modifiées de façon à parvenir à ce type de dépôt, en augmentant la vitesse de croissance des cristaux dans le premier cas et la vitesse de germination dans le second.

2. FACTEURS D'UN DÉPÔT ÉLECTROLYTIQUE

2.1. Conductibilité des électrolytes. — L'addition d'*électrolytes indifférents*, c'est-à-dire qui ne prennent pas part au processus électrolytique mais permettent de diminuer la résistance de l'électrolyte, est souvent intéressante. La tension appliquée à la cellule peut être plus petite dans ce cas et, de ce fait, l'énergie consommée est plus faible.

2.2. Nature de l'électrolyte. — L'expérience a montré que l'électrolyse de *sels complexes* donne des dépôts de meilleure qualité que ceux obtenus avec les sels simples. Ainsi, le dépôt d'argent réalisé en électrolysant une solution d'un sel simple (par exemple, le nitrate d'argent $AgNO_3$) est formé de longues aiguilles et est peu consistant alors qu'avec des *solutions cyanurées*, le dépôt est très compact et très adhérent. Les cristaux sont alors petits. Les dépôts de fer obtenus à partir d'une solution chlorhydrique sont plus grossiers que ceux obtenus à partir d'une solution sulfurique. Le tableau suivant indique la nature des sels à utiliser selon le métal à déposer:

Sels complexes	Métal à déposer
Cyanures doubles (métal considéré et potassium)	cuivre cadmium or argent zinc
Fluoborate	plomb zinc
Perchlorates	plomb cadmium
Sulfates doubles	fer nickel

En général, l'utilisation de sels complexes donne des dépôts *très cohérents* et qui *adhèrent* bien au métal. Les différentes solutions ont des influences précises parfois difficiles à expliquer. Dans le cas du cyanure double d'argent et de potassium, où le métal à déposer se trouve sous la forme d'un complexe anionique $[Ag(CN)_2]^-$, les dépôts ont une structure microcristalline. En effet, plus le complexe est stable, plus les liaisons entre l'ion central et l'argent du complexe sont fortes et plus l'électrocristallisation est inhibée. Les dépôts sont d'autant plus microcristallins que cette inhibition est forte.

2.3. Agitation de l'électrolyte. — Au cours de l'électrolyse, la concentration de l'électrolyte au niveau de la cathode diminue. Il est nécessaire de maintenir une certaine agitation pour *uniformiser* les concentrations afin d'obtenir un *dépôt continu et régulier*. En outre, cela facilite la diffusion des ions et s'oppose à l'épuisement de la couche de diffusion.

2.4. Température. — Deux effets opposés peuvent être prévus. Si la température du bain augmente, la vitesse de diffusion des ions et la conductibilité du bain croissent aussi; cela accélère le processus de microcristallisation. Cependant, dans le même temps, les surtensions diminuent et cela favorise la croissance des grains. En effet, la température augmente la mobilité latérale des atomes métalliques dans la couche de croissance et les atomes peuvent atteindre plus facilement les centres actifs de croissance des cristaux. Ainsi, elle favorise une croissance de petits cristaux.

2.5. Densité de courant. — Si la densité de courant croît, un *effet favorable* peut être constaté au début: la vitesse de formation des germes augmente sans que la vitesse de croissance de ceux-ci soit modifiée. En effet, par une accélération de l'électrolyse, il est possible d'obtenir une augmentation de la vitesse de diffusion des ions. Cependant, si la densité de courant devient trop grande, la croissance des cristaux est irrégulière. Au-delà d'un seuil, il se forme un dépôt pulvérulent qui ne tarde pas à se désagréger.

2.6. pH du bain. — Il joue également un rôle important. Dans des bains de nickelage, un pH trop grand donne un dépôt mat. Pour éviter ces inconvénients, les solutions d'électrolytes sont maintenues à un pH constant par addition de *substances tampons*. Cela permet d'éviter les modifications de qualité du dépôt qui résulteraient des variations de l'acidité.

2.7. Concentration. — En général, une *augmentation de concentration* conduit à une meilleure *microcristallisation*, tandis qu'une diminution de celle-ci donne des dépôts incohérents. En effet, si la concentration augmente, le nombre des ions devient plus grand, la vitesse de leur décharge croît et cela favorise le dépôt de grains fins. Par exemple, il est possible d'obtenir des dépôts compacts d'étain en utilisant des solutions très concentrées de chlorure stanneux, bien que ce métal donne en général des dépôts à gros grains. Néanmoins, lorsque la concentration dépasse une limite déterminée, les germes ne peuvent grossir et le dépôt devient pulvérulent.

2.8. Colloïdes. — L'addition de colloïdes aux bains (par exemple, la gomme ou la gélatine) permet d'améliorer la qualité des dépôts. Ceux-ci sont *compacts et plus lisses*. Elles inhibent la croissance des cristaux et favorisent la formation de nouveaux germes.

Nous sommes en présence d'un phénomène d'*adsorption en surface*. Les colloïdes adsorbés protègent la surface de la cathode par endroits, permettant une forte croissance de la densité de courant aux endroits non recouverts et donc une augmentation de la polarisation. Ainsi, des conditions de germination nouvelles se trouvent réalisées et, de ce fait, la microcristallisation est favorisée. Les colloïdes sont des électrolytes amphotères, c'est-à-dire que leur molécule est dissociée en anion ou en cation selon le pH de la solution. Donc, pour agir sur la cathode, il faut que le bain soit acide.

Une addition de 0,5 % de gélatine à une solution de sulfate de cuivre de pH égal à 3 donne d'excellents dépôts fins et brillants, particulièrement lisses. Cependant, la couche déposée contient alors environ 2,5 % de gélatine, proportion importante qui risque de modifier notablement les caractéristiques du dépôt.

2.9. Métal sur lequel s'effectue le dépôt. — La structure du dépôt est souvent semblable à la structure de la surface métallique à recouvrir (effets *épitactiques*). Les propriétés de la couche dépendent pour beaucoup de celles de la surface métallique qui doit être très propre et parfaitement polie.

Le tableau suivant résume sommairement l'évolution de la nature de la couche selon la modification d'un paramètre.

Modification dans l'électrolyse	Gros grains	Grains fins
Addition d'électrolytes indifférents		→
Augmentation de l'agitation	←	
Élévation de température	←	
Augmentation de la densité de courant		→
Augmentation de la concentration	←	
Addition de colloïdes		→
Augmentation de la polarisation		→

3. ÉTUDE DU BRILLANT DES REVÊTEMENTS

Le brillant est l'une des qualités fondamentales d'un dépôt, à plus forte raison s'il s'agit d'un revêtement décoratif. Physiquement, le brillant d'une surface est caractérisé par le fait que la lumière qu'elle reçoit n'est pas uniformément diffusée dans toutes les directions, mais est fortement *réfléchie dans une direction déterminée* (donnée par la loi de Descartes: l'angle d'incidence du rayon lumineux doit être égal à l'angle de réflexion; V. t. 1, Optique, chap. 1). La rugosité de la surface joue un rôle important; elle ne doit pas être trop grande pour que la réflexion soit suffisamment régulière. Cette régularité dépend aussi de la longueur d'onde de la lumière; les radiations de grandes longueurs d'onde peuvent être seules réfléchies, par exemple. Dans le cas de la galvanoplastie, des produits peuvent être additionnés au bain d'électrolyte pour obtenir le brillant désiré.

Le brillant des revêtements peut être caractérisé en mesurant soit la proportion de lumière réfléchie suivant les lois de l'optique géométrique, soit la proportion de lumière diffusée (en quelque sorte le complément). Dans ce dernier cas, c'est plutôt l'absence d'aspect mat qui sert de repère.

Au cours de l'opération électrolytique, l'évolution du brillant de la surface peut être contrôlée en mesurant le flux de lumière réfléchie à flux incident constant.

Le brillant des revêtements dépend de nombreux facteurs:

— *État de la surface de base*. Le brillant d'un dépôt dépend pour beaucoup de l'état de la surface qui le reçoit, surtout au cours des premiers temps de déposition. Après, il est davantage fonction de la couche de dépôt déjà formée. Évidemment, une bonne surface de base, bien polie, permet d'obtenir de meilleurs résultats.

— *Épaisseur du dépôt*. L'épaisseur du dépôt est un facteur important. Pour de nombreux dépôts, le brillant diminue au fur et à mesure que la couche épaissit (V. fig. IX-1); l'aspect de la surface se dégrade tandis qu'elle devient rugueuse.

— *Densité de courant*. Au cours d'un dépôt de métal, il est possible d'obtenir un aspect brillant ou mat en choisissant convenablement la densité de courant (V. fig. IX-2). Ainsi, pour le nickel, le pouvoir réfléchissant passe par un *maximum* lorsque la densité de courant est comprise entre 1,5 et 2 A/dm^2. Le microscope électro-

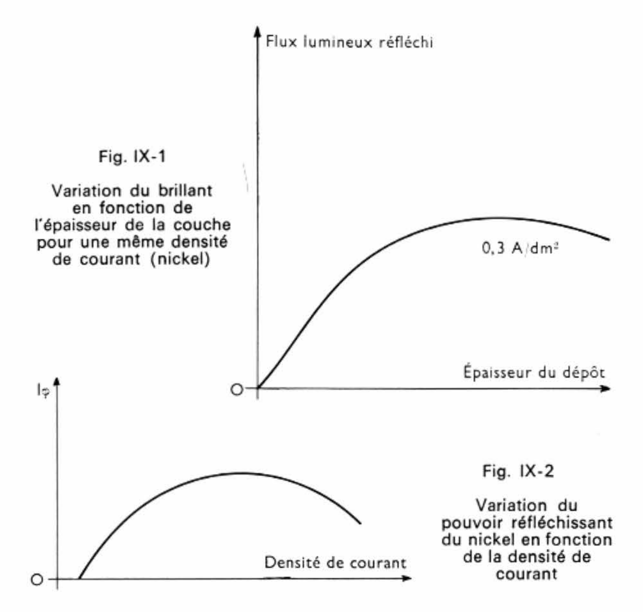


Fig. IX-1

Variation du brillant en fonction de l'épaisseur de la couche pour une même densité de courant (nickel)

Fig. IX-2

Variation du pouvoir réfléchissant du nickel en fonction de la densité de courant

nique a permis de constater que, si la densité de courant est faible, la grosseur des grains est variable et la surface rugueuse, tandis que si cette densité dépasse un seuil déterminé, les cristaux croissent régulièrement.

— *Additifs tensio-actifs et colloïdaux.* Certains métaux ne donnent des dépôts brillants que si des substances déterminées sont ajoutées aux bains. Ainsi, pour le nickel, le formateur du brillant le plus efficace est le sel sodium de l'acide disulfonaphtalique (fig. IX-3). Ces additifs peuvent être classés en deux groupes :

- *les formateurs forts :* le brillant est indépendant de l'épaisseur du revêtement,
- *les formateurs faibles :* le brillant diminue quand l'épaisseur de la couche augmente trop.

— *Grosseur des cristaux.* Des auteurs ont montré que les dépôts constitués par des gros cristaux sont moins brillants que ceux formés de microcristaux ; cependant, les exceptions sont nombreuses. Dans certains cas, une orientation de texture des cristaux favorise le brillant. En conclusion, disons que le brillant d'un revêtement dépend des dimensions des cristaux, de leur disposition plus ou moins serrée ainsi que de leur orientation.

le film. La mesure des caractéristiques traduisant ces qualités est considérablement compliquée du fait de la présence du métal qui a reçu le dépôt. Les mesures habituellement faites pour l'étude des propriétés mécaniques (allongement relatif sous l'effet d'une contrainte extérieure) ne sont plus utilisables ici et seules les tensions internes, la microdureté et la fragilité peuvent être mesurées.

4.1. Tensions internes. — Ce sont des *forces qui prennent naissance dans un dépôt électrolytique et qui tendent à provoquer une contraction ou une augmentation du volume.* Ces tensions internes peuvent atteindre des valeurs élevées (voisines de 300 N/m²) ; elles ne doivent pas être trop importantes car elles peuvent être la cause de fissures.

Leur mesure peut être réalisée par le *procédé de la bille de verre.* Une mince bille de verre est reliée à un tube capillaire ; elle est remplie de mercure et celui-ci atteint un certain niveau dans le capillaire. La bille est recouverte d'argent (ainsi, elle peut servir de cathode) et elle sert de support au dépôt étudié. Si le film de métal déposé par électrolyse comprime la bille, le mercure monte dans le capillaire ; la mesure du déplacement de l'index de mercure permet de connaître la valeur des tensions internes dans le dépôt. Une autre méthode dite de *flexion cathodique* peut aussi être utilisée. Le dépôt électrolytique est réalisé sur une longue baguette métallique dont une extrémité est fixe et l'autre libre. La baguette s'incurve sous l'effet des tensions internes du dépôt et leur valeur se déduit de la mesure du déplacement de l'extrémité libre. Une contraction du dépôt entraîne une flexion vers l'anode ; elle est de sens contraire si le dépôt augmente de volume. Les tensions internes dépendent de différents facteurs :

— *Métal déposé :* il y a surtout une compression pour un dépôt de nickel, de chrome ou de fer et une dilatation pour un dépôt de zinc, de plomb ou de cadmium. Ces effets peuvent changer avec les conditions de l'électrolyse.

— *Métal de base :* pour un même dépôt, les tensions internes varient fortement (dans la proportion de 1 à 15) avec le métal de base. Par exemple, pour un dépôt de nickel, elles sont égales à 0,7 pour l'aluminium, 2 pour le cuivre, 3,7 pour le nickel, 5,5 pour l'or, 6 pour le fer, 13 pour le molybdène.

— *Densité de courant :* les tensions internes passent par un maximum pour une valeur déterminée de la densité de courant (fig. IX-4). Avec une faible densité, le dépôt est mou. La densité de courant donnant un bon dépôt est d'autant plus grande que la concentration de l'électrolyte est forte.

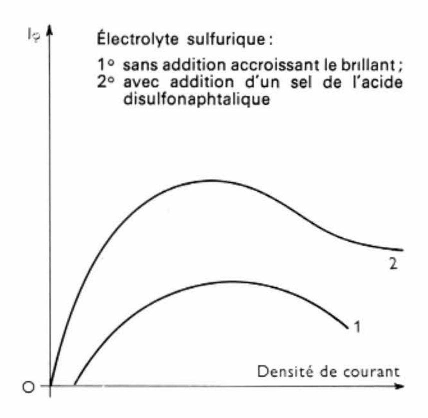


Fig. IX-3 — Variation du brillant du nickel en fonction de la densité de courant

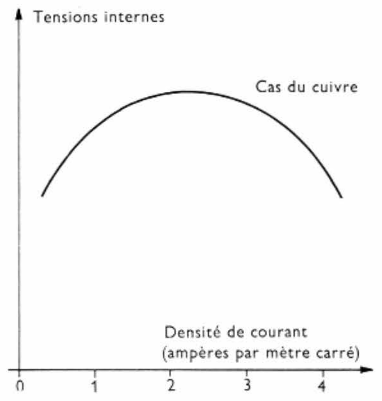


Fig. IX-4 — Variation des tensions internes avec la densité de courant

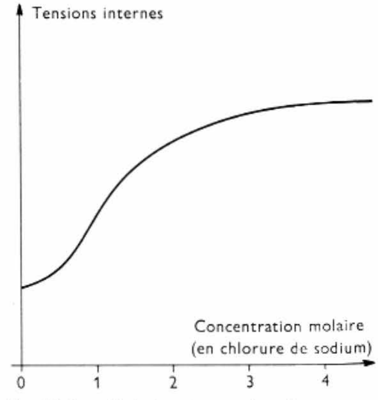


Fig. IX-5 — Variation des tensions internes en fonction de la concentration en chlorure de sodium de l'électrolyte

4. PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES DES DÉPÔTS

Il est évident que les qualités mécaniques d'un dépôt : dureté, fragilité, résistance à l'érosion, tensions internes, représentent des facteurs essentiels pour l'utilisation de la pièce recouverte. Elles varient avec les conditions électrolytiques de formation du dépôt. Ainsi, la fragilité est directement fonction de la quantité de gaz occlus dans

— *Température de l'électrolyse :* généralement, lorsque la température d'électrolyse est élevée, les tensions internes sont plus faibles (les cristaux sont plus gros).

— *pH :* les tensions varient avec le pH ; par exemple, pour le nickel, elles augmentent fortement lorsque le pH est proche de 3,6.

— *Addition de sel :* les tensions internes sont modifiées par la présence de sels secondaires (fig. IX-5).

Aucune théorie n'a permis d'expliquer les tensions internes. Certains auteurs considèrent qu'elles sont liées à la quantité d'hydrogène emprisonnée au cours de l'électrolyse. D'autres pensent que le métal libéré au début de l'électrolyse est finement dispersé, possède une forte réserve d'énergie libre et qu'il quitte cet état métastable quand la grosseur des cristaux augmente. Cette croissance provoque une diminution du volume et est la cause des tensions internes. Il est aussi possible qu'elles résultent du changement des paramètres du réseau cristallin au cours de la croissance : ceux de la couche superficielle diffèrent de ceux des couches internes. Il semble normal de considérer que toutes ces causes interviennent à des degrés divers.

La variation des paramètres de réseau, la variation des distances entre les cristaux, la croissance des cristaux, la formation de combinaisons chimiques entre le métal et les produits de l'électrolyse sont simultanément à l'origine des tensions internes.

4.2. Dureté. — La mesure est assez imprécise du fait de la présence du métal de base, surtout lorsqu'il s'agit de dépôts minces. Il est possible de mesurer les dimensions d'une empreinte faite sur un échantillon par une petite pyramide en diamant soumise à une force déterminée. Cette microdureté peut être caractérisée par le quotient de l'intensité de cette force et de la surface de l'empreinte. La dureté dépend des mêmes facteurs que les tensions internes et suit des lois semblables. Ainsi, la dureté passe par un maximum quand la densité de courant augmente. Elle diminue généralement quand la température croît. Elle est beaucoup influencée par des additions au bain (fig. IX-6). En général, lorsque la taille des grains diminue, la dureté augmente.

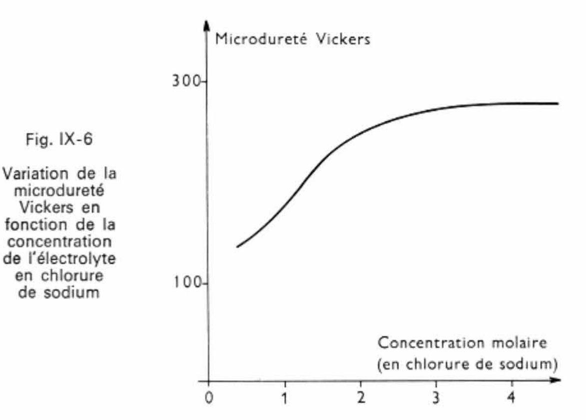


Fig. IX-6

Variation de la microdureté Vickers en fonction de la concentration de l'électrolyte en chlorure de sodium

4.3. Fragilité. — Au cours de l'utilisation de la pièce recouverte par le dépôt, cette caractéristique se révèle d'une importance considérable. Elle est déterminée en pliant une plaquette métallique et en notant à partir de quel angle des fissures apparaissent dans le dépôt qui la recouvre. La fragilité est d'autant plus faible que l'angle de fissuration du revêtement est plus grand. La fragilité est déterminée par l'importance des tensions internes ; ces caractéristiques varient dans le même sens.

5. ADHÉRENCE DES DÉPÔTS ÉLECTROLYTIQUES

L'adhérence d'un revêtement dépend des *forces* qui s'exercent *entre le support et la couche ;* elles sont évidemment fonction des deux métaux.

Pratiquement, trois types de dépôt peuvent être distingués :

— *Dépôt d'un métal sur une cathode de même nature.* C'est le cas le plus simple : l'adhérence dépend alors uniquement du traitement préalable de la surface.

— *Dépôt d'un métal sur un autre ;* l'adhérence dépend alors des deux métaux et elle peut être extrêmement variable.

— *Dépôt d'un métal sur un support non conducteur* (comme une matière plastique) recouvert préalablement d'une *couche conductrice* (graphite) pour qu'il puisse être utilisé comme cathode. Il est alors nécessaire d'avoir une surface rugueuse pour obtenir un dépôt adhérent. Dans ce cas, l'adhérence revêt un caractère exclusivement mécanique : elle résulte de la présence des rugosités de la surface (elles permettent un véritable ancrage de la couche déposée).

L'adhérence peut être mesurée en cherchant à *arracher* le dépôt réalisé sur une plaque (fig. IX-7).

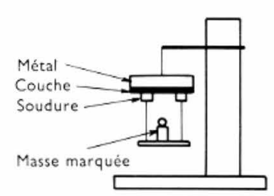


Fig. IX-7

Appareil d'étude de l'adhérence par décollement *(Jacquet)*

La force nécessaire peut être mesurée aisément, car elle est obtenue en plaçant des masses marquées sur un plateau suspendu au moyen de fils soudés au revêtement. Dans d'autres cas, le dépôt dépasse les bords du métal de base qui est immobilisé et il peut être arraché.

5.1. Substances tensio-actives. — La présence de susbstances tensio-actives empêche les particules de métal d'entrer en contact avec les atomes du réseau cristallin au niveau de la surface de l'électrode et cela réduit l'adhérence. Ainsi, l'adhérence ne peut être bonne que sur une *surface parfaitement propre*. Les métaux qui s'oxydent facilement à l'air (l'aluminium et le magnésium, par exemple) se recouvrent d'une couche d'oxyde qui nuit à l'adhérence d'un dépôt électrolytique. L'adhérence des couches dépend beaucoup de la nature même des produits d'addition. Certains (gélatine), à faible concentration, ont une influence néfaste très importante, tandis que d'autres (gomme arabique) n'ont pas d'effets notables même à fortes concentrations.

5.2. Nature des métaux. — Pour obtenir une bonne adhérence, les textures cristallines du métal de base et de la couche électrolytique doivent être semblables. Il faut que les particules qui se déposent aient une certaine mobilité pour se regrouper afin de former des cristallites semblables à ceux de la cathode.

Cette similitude des réseaux cristallins impose l'emploi de métaux déterminés ; si les écarts relatifs entre les distances interatomiques sont supérieurs à 15 %, il semble qu'une bonne adhérence soit impossible. Pour cette raison, il est souvent nécessaire de réaliser le dépôt d'une *couche intermédiaire* entre le métal de base et le dépôt désiré. Le métal utilisé pour cette couche doit avoir des caractéristiques à mi-chemin entre celles des métaux qui sont ainsi séparés. La tenue est nettement améliorée. La formation « spontanée » d'un alliage entre les deux métaux favorise l'adhérence. Ainsi, la forte adhérence du zinc sur le fer est due à une couche intermédiaire constituée par un alliage de fer et de zinc ($Fe_5\,Zn_4$). La formation d'alliage est parfois accélérée par un traitement thermique.

Lors du dépôt d'un métal sur un autre de nature différente, il y a lieu de tenir compte des coefficients de dilatation linéaire ; un trop grand écart entre ces coefficients peut rendre nulle l'adhérence.

5.3. Densité de courant. — Une trop grande densité de courant peut conduire à un dépôt spongieux dont l'adhérence est mauvaise.

5.4. Tensions internes. — *De grandes tensions internes nuisent à l'adhérence d'un dépôt ;* cela peut aller jusqu'au décollement spontané de la couche. Ainsi, l'étude d'un dépôt de cuivre sur du nickel a montré qu'avec l'addition de substances organiques qui augmentent les tensions internes, l'adhérence diminue considérablement.

CHAPITRE X

EXEMPLES DE DÉPÔTS ÉLECTROLYTIQUES

Nous allons maintenant considérer les principales opérations de métallisation des surfaces. Comme il s'agit de manipulations successives avec des bains déterminés, nous ne pourrons pas décrire en détail tous les exemples cités. Seuls les plus caractéristiques feront l'objet d'un développement complet.

1. CUIVRAGE

Cette opération est l'une des plus aisées dans la métallurgie des surfaces, car le potentiel électrochimique du cuivre est très proche de celui de l'hydrogène ($E_0 = 0{,}34$ V pour le cuivre et $E_0 = 0$ volt pour l'hydrogène). Selon les pièces à cuivrer, les bains utilisés sont acides ou basiques.

— *Bains acides*. Les bains sont des solutions de sulfate de cuivre et d'acide sulfurique ($CuSO_4 + H_2SO_4$). Les cuves sont recouvertes intérieurement d'une couche de plomb pour éviter une attaque par l'acide. La pièce à cuivrer est à la cathode de la cellule et l'anode est en cuivre.

Conditions de fonctionnement : tension : 2 à 3 volts; densité de courant : 1 à 5 A/dm² (la limite supérieure ne doit pas être dépassée pour éviter un dégagement gazeux sur les pièces et, de ce fait, un dépôt non adhérent) ; température : 40 °C.

— *Bains basiques*. Ils contiennent des *cyanures* et sont utilisés quand la pièce risque d'être attaquée par le sulfate de cuivre.

Conditions de fonctionnement : tension : 1 à 2 volts; densité de courant : 1 A/dm² environ.

Il est nécessaire de renouveler le bain régulièrement.

2. LAITONNAGE

Le laiton est un *alliage de cuivre et de zinc* qui est utilisé pour la métallisation. Les surfaces ainsi recouvertes sont non seulement protégées, mais elles peuvent aussi recevoir une couche de caoutchouc, celle-ci est collée sur le dépôt et elle adhère parfaitement.

Exemple de bain (Roseleur) :

— eau : 1 000 cm³
— carbonate de sodium : 20 g
— bisulfite de sodium : 25 g
— acétate de cuivre : 15 g
— chlorure de zinc : 10 g
— cyanure de potassium : 45 g
— ammoniaque : 10 g

Conditions de fonctionnement : tension : 2 volts ; densité de courant : 0,5 A/dm². Ce point est extrêmement important car une forte densité de courant favorise le dépôt de zinc, tandis qu'une faible densité favorise celui du cuivre. Le bain n'est utilisable qu'après quelque temps de fonctionnement car, au début, le dépôt est irrégulier. La pièce à laitonner est la cathode et l'anode est en laiton. Au cours de l'opération, il faut apporter de l'acétate de cuivre et du cyanure de potassium.

3. ARGENTURE

L'argent ne se dépose correctement que sur le *cuivre et ses alliages ;* si l'amalgamation est évitée, le dépôt est parfaitement adhérent. La pièce à argenter doit être préparée avec soin ; elle est décapée dans un bain contenant 10 grammes de nitrate mercurique par litre et 20 grammes d'acide nitrique par litre. Le bain d'argenture peut avoir la composition suivante :

— eau : 1 000 cm³
— cyanure d'argent : 25 grammes
— cyanure de potassium : 50 grammes.

L'anode est en argent. La densité de courant est égale à 0,5 A/dm² au maximum ; si elle dépasse cette valeur les objets noircissent et il se produit un dégagement gazeux. Le bain doit être renouvelé par des additions de cyanure d'argent.



Chaîne automatique de cuivrage (*Waldberg*)

L'objet est naturellement poli si la couche déposée a une faible épaisseur; une couche épaisse doit être polie mécaniquement (par exemple, le brunissage permet d'étaler le métal déposé). Une addition d'hyposulfite de soude dans le bain permet d'obtenir un dépôt plus brillant.

Lorsque la valeur de l'objet est tributaire de la masse d'argent déposée, celle-ci doit être connue de façon précise. L'objet est fixé au fléau d'une balance; lorsque l'équilibre est établi, une surcharge est placée à l'extrémité opposée, surcharge correspondant à la masse d'argent à déposer. Quand la masse du dépôt est suffisante, il y a de nouveau équilibre et arrêt de l'électrolyse.

4. DORURE

4.1. Dorure à chaud. — La température du bain est égale à 70 °C.

Composition du bain :

— chlorure d'or neutre : 2 g
— cyanure de potassium : 1 g
— bisulfite de sodium : 12 g
— phosphate de sodium cristallisé : 50 à 60 g
— eau distillée : 1 000 cm³.

L'anode est une lame de *platine* plus ou moins immergée dans le bain selon la nuance désirée. Avec une densité de courant de 0,2 A/dm², le dépôt est *jaune d'or;* avec une densité de courant plus grande (donc par une plus grande immersion de l'anode), la teinte du dépôt est *rouge*.

L'opération de dorure peut être décomposée en deux étapes distinctes. Dans la première, un bain de charge permet de faire se déposer une couche qui sert de support; dans la seconde, un dépôt de coloration déterminée est obtenu à l'aide d'un bain de teinte. Le dépôt est de l'or *rouge* si ce bain est additionné de sel de cuivre et de l'or *vert* avec une addition de sel d'argent.

4.2. Dorure à froid

Composition du bain :

— eau : 1 000 cm³
— chlorure d'or : 4 g
— cyanure de potassium : 8 g.

L'anode est en or. Au cours de l'électrolyse, le bain doit être renforcé en or par addition de chlorure d'or. La densité de courant est plus faible que dans la dorure à chaud.

5. NICKELAGE ET CHROMAGE

Au cours de ce paragraphe, nous constaterons la complémentarité de ces deux opérations. Ces métallisations jouent un rôle considérable dans la protection des pièces contre la corrosion.

5.1. Nickelage. — Cette méthode a été l'objet de perfectionnements constants et, malgré son aspect délicat, les techniques modernes permettent de l'envisager avec un maximum de chances de réussite. Si nous examinons le tableau des potentiels électrolytiques, nous constatons que le nickel se trouve placé au-dessous de l'hydrogène (nickel : — 0,23 volt, hydrogène : 0). L'hydrogène doit se dégager avant que le nickel ne se dépose. Heureusement, du fait de la *surtension de l'hydrogène* sur ce métal (0,21 volt), la différence est pratiquement nulle. Néanmoins, il convient de veiller au pH des bains d'électrolyte : il doit être faible.

5.1.1. Préparation des pièces

1° *Polissage.* — Il doit être particulièrement soigné. Il se fait sur des tours à polir avec des meules de grains décroissants; les effets d'un polissage doivent effacer ceux du précédent. Il est possible de parfaire le polissage avec des meules recouvertes de toile.

2° *Dégraissage.* — C'est une opération également importante, pour laquelle de nombreuses techniques peuvent être mises en œuvre. Le dégraissage peut se faire à l'aide de *solvants organiques* comme le trichloréthylène, l'essence, le benzène, le white-spirit. Les pièces sont trempées successivement dans plusieurs cuves dont les solvants sont évidemment *de moins en moins pollués*. Les pièces peuvent aussi être dégraissées au moyen de *solutions alcalines* qui saponifient les graisses. Ensuite, les pièces sont rincées dans un bain d'acide nitrique dilué. Le *dégraissage électrolytique* peut aussi être utilisé; il permet d'éviter une attaque de la pièce par une solution alcaline comme dans le cas précédent. Il se pratique à froid; la densité de courant doit être assez grande (10 A/dm²).

Exemple de bain :

— eau : 1 000 cm³
— soude caustique : 120 g
— cyanure de sodium : 20 g.

À la surface de la pièce, il y a un fort dégagement d'hydrogène qui favorise le dégraissage. Pour l'acier, il peut se faire à chaud en ajoutant de l'alumine au bain.

Dans le *dégraissage-cuivrage*, il faut ajouter du cyanure de cuivre à la solution. Sur les pièces, il se forme alors un léger dépôt de cuivre qui indique la fin du dégraissage.

3° *Décapage. — La surface est mise à nu, ce qui supprime toute trace d'oxyde.* Le décapage peut être *mécanique* (comme le polissage) ou *chimique* (décapage à l'acide sulfurique chauffé ou décapage à la soude : les pièces sont immergées dans une solution de soude à 10 % à 70 °C). L'opération est assez rapide, car il faut éviter une corrosion trop importante de la pièce. À ces deux méthodes, il convient d'ajouter le décapage de nature électrochimique au bain acide. Les pièces sont à l'anode, le bain est composé d'acide chlorhydrique dilué ou d'acide sulfurique. La densité de courant atteint 15 A/dm² pendant 60 secondes.

Remarque : Les pièces en acier ou en alliage de zinc nécessitent un polissage et un décapage poussés. Cependant, ces opérations ne sont pas toujours faciles à réaliser (dureté de l'acier, etc.). Le nickel se dépose bien sur l'acier mais il risque d'y avoir formation de piles et donc corrosion du fer (et disparition de l'adhérence) par suite de l'humidité atmosphérique. Pour remédier à cet inconvénient, il faut préalablement cuivrer les objets recevant le nickelage car le cuivre est plus facilement justifiable d'un polissage économique et rapide (parfois même, il n'est pas néces-

Installation de nickelage (*Parker*)



saire). Pourtant, avant cuivrage, il est indispensable de dégraisser et de décaper les objets.

Le détail des opérations est le suivant :

— Immersion dans une solution de potasse à l'ébullition.

— Immersion prolongée (3 heures) dans une solution d'acide sulfurique (2 parties pour 1 d'eau).

— Rinçage à l'eau.

— Les pièces sont frottées avec du grès en poudre.

— Immersion 10 minutes dans le bain d'acide sulfurique.

— Rinçage à l'eau.

5.1.2. Dépôt de nickel. — Il est possible de nickeler les pièces à partir d'un grand nombre de bains comme des solutions *ammoniacales* d'oxyde de nickel ou des solutions *acides de sels de nickel* (sulfate chlorure, etc.). Ce sont uniquement des raisons économiques qui expliquent le choix quasi général du *sulfate de nickel*. Les bains sont complexes ; ils permettent d'obtenir des dépôts légèrement différents grâce à l'addition de produits convenables :

— L'addition de chlorures ou de bromures (de sodium de magnésium, etc.) augmente la corrosion des anodes.

— Les sulfates alcalins, ammoniacaux ou magnésiens augmentent la conductibilité des bains (et diminuent la concentration en ions nickel).

— L'acide borique augmente la blancheur des dépôts.

— Les colloïdes donnent des dépôts brillants mais fragiles.

— Les citrates diminuent la concentration en ions nickel.

— Le nitrate de nickel empêche la formation de piqûres dans le dépôt.

Quelques procédés :

1° *Nickelage à bain froid :* conditions de fonctionnement : tension : 2 à 3 volts ; densité de courant : 1 A/dm² ; température du bain : 20 °C.

Trois bains peuvent être utilisés :

1er bain	sulfate double de nickel et d'ammonium : 750 g sulfate d'ammonium : 230 g acide citrique : 50 g eau : 10 000 cm³
2e bain	sulfate de nickel : 1 200 g chlorure de sodium : 100 g acide borique : 150 g sulfate de magnésium : 900 g eau : 10 000 cm³
3e bain	sulfate de nickel : 1 500 g chlorure d'ammonium : 130 g acide borique : 150 g eau : 10 000 cm³

L'anode est constituée par une *barre en nickel* tandis que les objets jouent le rôle de cathodes. Au bout de quelques instants, le dépôt est mince et brillant ; après une immersion plus grande, le dépôt est plus épais, donc plus résistant à la corrosion par érosion et est mat : il est nécessaire de polir la pièce. La figure X-1 représente un abaque donnant l'épaisseur de la couche déposée en fonction de la densité de courant et du temps d'immersion.

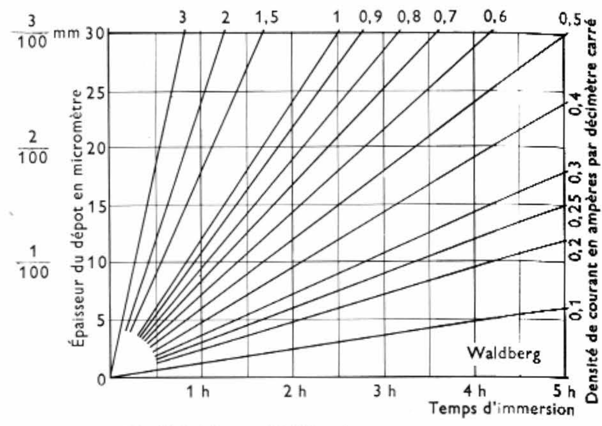


Fig. X-1 (*d'après Waldberg*)

2° *Nickelage à bain chaud :* conditions de fonctionnement : tension : 5 V ; densité de courant : voisine de 4 A/dm² ; température : 40 °C.

Exemple de bain :

— sulfate de nickel : 2 300 g
— chlorure de nickel : 150 g
— acide borique : 200 g
— eau : 10 000 cm³.

Il contient donc une forte proportion de nickel. L'anode est en nickel pur et il faut éviter une trop *grande acidité du bain* qui pourrait conduire à la formation de dépôts peu résistants.

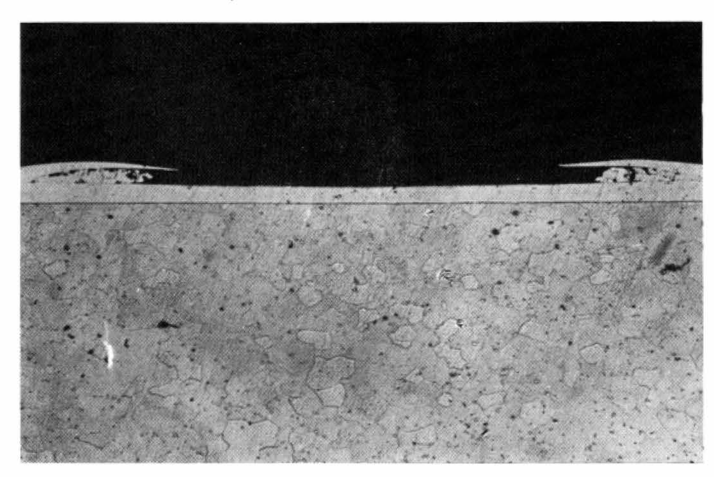
3° *Nickelage à chaud et à forte densité de courant :* La température de fonctionnement atteint 50 °C et la densité de courant est très grande (12 A/dm²).

Exemple de bain :

— sulfate de nickel : 4 000 g
— chlorure de nickel : 220 g
— acide borique : 220 g
— nitrate de nickel en solution à 20 % : 1 cm³
— eau : 10 000 cm³

Pour ce bain également la concentration en nickel est assez grande ; de plus, il contient du nitrate de nickel oxydant. Un dépôt épais est obtenu en peu de temps. Grâce à la grande concentration en nickel et à la présence de l'oxydant, l'électrolyse peut être réalisée avec une forte densité de courant. Cependant, il est nécessaire de préciser que le moindre excès de nitrate de nickel risque de provoquer un décollement du dépôt.

4° *Trinickel :* Ce dépôt, mis au point par la société Parker, offre une résistance remarquable à la corrosion. Il est formé d'une *mince couche de nickel, riche en soufre* (le trilite) comprise entre *deux couches de nickel brillant et semi-brillant*. Ainsi, lors de la corrosion, il y a une attaque latérale du nickel trilite qui protège le nickel semi-brillant (fig. X-2) ; cela permet d'éviter la corrosion par piqûre du nickel semi-brillant (s'il constitue la couche de dépôt). Les



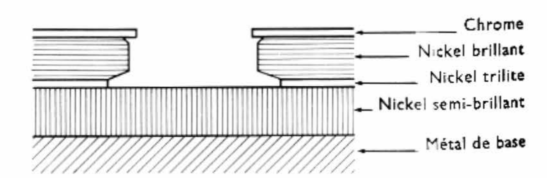


Schéma de résistance à la corrosion d'un revêtement trinickel recouvert d'une couche de chrome (*Parker*)

Fig. X-2

Microphotographie montrant le processus de l'attaque corrosive sur le dépôt trinickel (corrosion latérale dans le dépôt trilite et dans le nickel brillant) (*Parker*)

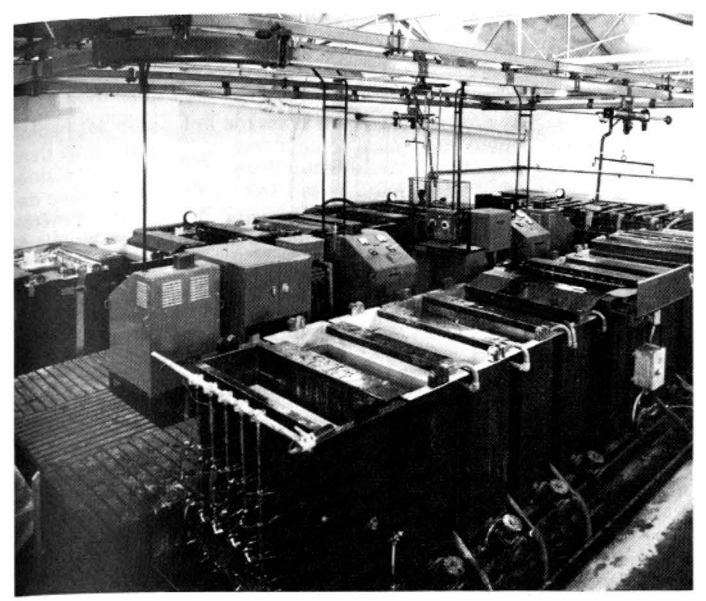


Fig. X-3
Installation de nickelage binickel (*Parker*)

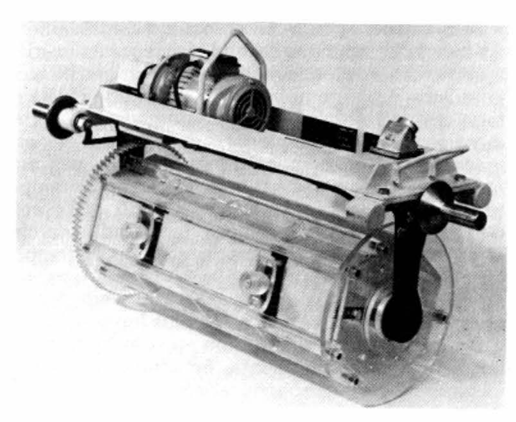


Fig. X-4 — Tonneau en plexiglas pour nickelage (*Parker*)

bains Parker de nickel brillant et semi-brillant sont livrés tout préparés à l'utilisateur (leur composition est gardée secrète par le fabricant). Il est aisé d'ajouter au bain des produits appelés *brillanteurs* qui permettent d'obtenir les résultats souhaités dans une très large gamme de brillance ; celle-ci est uniforme sur toute la surface. À épaisseur égale, la résistance d'un dépôt brillant est supérieure à celle d'une couche normale de nickel. Les brillanteurs suppriment pratiquement toutes les tensions internes.

Les revêtements dits *binickel* comportent deux couches : une de nickel semi-brillant et, au-dessus, une de nickel brillant. Alors, l'épaisseur peut atteindre 50 micromètres. L'adhérence entre les deux dépôts est parfaite (fig. X-3).

5° *Nickelage satiné :* La résistance à la corrosion du nickel satiné est bien supérieure à celle du nickel brillant.

Auparavant, le nickelage satiné était obtenu à partir d'un dépôt brillant rodé à l'aide de grains abrasifs en suspension dans une solution aqueuse appliquée au moyen de brosses. Les résultats étaient satisfaisants, mais ce procédé présentait de graves inconvénients économiques : il imposait une nette diminution de la couche protectrice. C'est en 1958 que le brevet du nickel Satylite du docteur H. Brown fut pris.

Le bain a la composition suivante :

— sulfate de nickel : 300 g/l
— chlorure de nickel : 60 g/l
— acide borique : 40 g/l
— trois additifs : deux d'entre eux confèrent au dépôt un grand pouvoir de nivellement et de réflexion ; le troisième permet d'introduire des particules solides dans le bain, indispensables pour le satinage (elles ont un diamètre de 0,1 à 0,2 micromètre et sont maintenues en suspension par un brassage d'air). Durant le nickelage, ces particules viennent brasser le dépôt et une partie d'entre elles s'incorporent à celui-ci.

Dans cette électrodéposition, l'agitation doit être très importante. Les anodes sont en nickel au carbone. Après le nickelage, les pièces sont prêtes pour un chromage ultérieur.

5.1.3. Conditions d'électrodéposition. — Le dépôt est surveillé minutieusement : s'il est sombre, jaunâtre, c'est que le bain *manque d'acidité* ou que la *densité de courant est trop faible ;* s'il est blanc, cassant, le bain est *trop acide* ou la *densité de courant est trop grande*.

1° *pH des bains.* — Pour une électrolyse à faible densité de courant, le pH doit être compris entre 5,4 et 6,4. Si le bain est trop acide, le dépôt est *brillant et fragile;* s'il est trop *basique*, le dépôt est *terne et fragile*. Pour une forte densité de courant, le pH doit être compris entre 5,4 et 5,7. Au cours de l'opération, des produits sont ajoutés au bain pour que la valeur du pH reste comprise entre les limites choisies.

2° *Anode.* — La qualité d'un dépôt est largement fonction de celle de l'anode. Si elle contient des *impuretés*, celles-ci peuvent passer dans le bain et se retrouver dans la couche dont le caractère protecteur se trouve amoindri par formation de micropiles ou par diminution de la résistance mécanique. De plus, l'anode risque de se désagréger, libérant des fragments plus ou moins gros qui peuvent se déposer sur la cathode du fait de l'agitation. Cette désagrégation est accentuée quand *l'anode charbonne*, c'est-à-dire forme un composé noirâtre à base de graphite et d'oxyde de nickel qui se répand ensuite dans le bain.

Les anodes utilisées sont en nickel très pur, et, très souvent, elles sont dites dépolarisées ; elles contiennent une petite quantité d'oxyde de nickel insoluble (introduit juste avant la coulée) qui régularise la corrosion.

5.1.4. Nickelage des petits objets. — Dans le cas de petits objets, le procédé dit du *nickelage au tonneau* permet d'éviter la fixation des objets-cathodes. Le tonneau (fig. X-4) contient les objets en vrac ; il est en matière plastique isolante. Seul, l'ensemble des pièces est relié au pôle négatif du générateur. Le tonneau est animé d'un mouvement de rotation dans la cuve à électrolyse (fig. X-5).

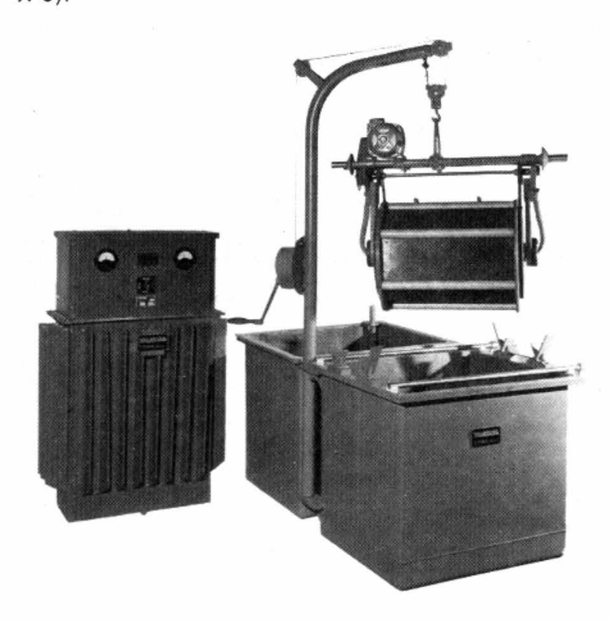


Fig. X-5 — Électrolyseur rotatif pour métallisation des petites pièces en masse (*Waldberg*)

5.2. Chromage. — Le chromage est très intéressant car il permet d'obtenir une grande résistance à l'oxydation alliée à une excellente tenue mécanique. Ainsi, en ce qui concerne l'industrie de l'automobile, le chromage se révèle plus avantageux que le nickelage. Le chromage est un revêtement dur, très utile pour *des pièces qui participent à un mouvement mécanique*. Son comportement vis-à-vis des agents *chimiques* est excellent à *haute température*. La température de fusion du chrome est élevée (1 560 °C) ; cela permet d'utiliser des pièces chromées dans l'industrie chimique et pour le revêtement de dispositifs dont la température de fonctionnement peut être élevée (fers à repasser, notamment). Dans l'industrie du verre, l'intérieur des moules est chromé afin de leur assurer une plus longue durée de vie.

Un inconvénient du chrome apparaît avec des objets en fer : leur fragilité augmente. En effet, au cours du dépôt, une partie de l'hydrogène absorbé par le chrome diffuse vers le métal et réduit sa charge à la rupture.

5.2.1. Nickelage avant chromage. — Cette opération est rendue nécessaire *quand le métal risque d'être trop attaqué par l'acide chromique* qui est contenu dans le bain. Après dépôt d'une couche de nickel, la pièce peut être immergée dans le bain électrolytique car le nickel résiste aux solutions utilisées. De plus, *il favorise le dépôt de chrome* et il augmente le pouvoir pénétrant du bain (possibilité de métalliser les parties en creux de la surface, ce qui est à rapprocher de la possibilité offerte par le polissage électrolytique de faire disparaître les parties en relief d'une surface). Le nickelage augmente aussi la résistance à la corrosion surtout dans le cas de couches minces car le chrome est légèrement poreux. Pour l'adhérence, il est évident que le nickelage doit être fait soigneusement afin que la tenue de la couche de chrome soit bonne. Signalons aussi l'avantage qu'apporte un dépôt intermédiaire de nickel pour les alliages à base de cuivre : le *coefficient de dilatation* du nickel est en général compris entre celui du chrome et celui de l'alliage. Une partie des tensions créées lors d'une élévation de température est ainsi automatiquement absorbée. Lorsque la pièce doit être portée à des températures supérieures à 900 °C, le nickelage ne doit pas être fait (la couche peut se détacher de son support) et il faut chromer directement.

5.2.2. Opération de dépôt du chrome. — Nous ne reviendrons pas sur la suite des opérations nécessaires pour préparer la pièce ; nous signalerons seulement que le dégraissage peut être plus sommaire car le bain de chromage possède des *propriétés oxydantes* et les matières grasses sont donc facilement éliminées. Les pièces doivent être introduites dans le bain parfaitement sèches car, si un objet est mouillé, à proximité de l'endroit humide, il se produit une dilution locale du bain et le revêtement a un aspect mat.

1° *Bains d'électrolyse.* — Ils sont tous à base d'*acide chromique*.

Premier exemple de bain :
- eau
- 20 à 30 % d'acide chromique
- 0,3 à 0,5 % de sulfate de chrome
- teneur en acide sulfurique libre inférieure à 1,2 %

Le chromate de chrome est un produit colloïdal dont les effets sont favorables à l'électrolyse (V. chap. 6) ; souvent, une certaine quantité de ce corps est additionnée au bain. Il s'en forme aussi au cours de l'électrolyse.

Second exemple de bain :
- eau : 1 000 cm³
- acide chromique : 350 à 500 g pour 1 000 cm³ d'eau
- sulfate de chrome : 4 à 5 g
- acide borique : 4 à 8 g
- carbonate de sodium : 10 à 15 g

La présence d'acide borique augmente le brillant du dépôt. La conductibilité des bains est maximale lorsque la teneur en acide chromique est voisine de 500 grammes par litre. Cependant, comme c'est un produit coûteux, il est plus avantageux d'en utiliser moins et de consommer un peu plus d'énergie électrique pour réaliser le dépôt. Malgré tout, pour le cas de pièces aux surfaces trop irrégulières, il faut des bains à fortes teneurs en acide chromique.

2° *Cuves.* — Elles sont en tôle et, pour éviter l'action oxydante de l'acide chromique, elles sont protégées intérieurement par un *ciment*. Des cuves en grès sont utilisées lorsque les pièces ont de petites dimensions.

3° *Électrolyte.* — Un brassage énergique est nécessaire ; il peut être réalisé en envoyant de l'air comprimé dans le bain. Le chromage s'effectue à des températures voisines de 50 °C. Le chauffage se fait soit au bain-marie avec des cuves à double paroi, soit au moyen de serpentins métalliques déposés au fond de la cuve et dans lesquels circule de l'air chaud.

4° *Anode.* — Contrairement à ce que nous avons vu dans les métallisations précédentes, ici l'anode n'est pas constituée par le métal à déposer : le chrome. En effet, son prix est élevé et il se met difficilement en forme. Une raison électrochimique s'oppose aussi à son utilisation : la quantité de métal déposée est beaucoup plus faible que la théorie ne l'indique. Aussi, avec une anode en chrome, la dissolution (dont le rendement est voisin de 1) donne beaucoup plus de chrome que le dépôt n'en absorbe et la solution s'enrichit constamment en métal.

En général, les anodes sont *en plomb ou en fer*. Dans le cas du plomb, il est nécessaire de détruire le chromate de plomb isolant qui se forme sur l'anode et réduit la surface anodique. Les anodes en fer se dissolvent un peu dans le bain et en augmentent la résistance. Chaque jour, les anodes doivent être brossées pour enlever le chromate ou immergées dans une solution saturée de chlorure de sodium contenant un peu d'acide chlorhydrique.

Un problème important se pose également pour le chromage : la *surface des anodes doit être légèrement supérieure à celle des objets à chromer*. En effet, si elle est inférieure, le bain est décomposé et si elle est trop supérieure, les pièces sont *brûlées* sur les bords : ceux-ci sont recouverts d'un dépôt mat et foncé au lieu d'être brillants.

5° *Conditions électriques.* Le tableau ci-après indique les dépôts obtenus suivant les conditions d'expérience.

Densité de courant par décimètre carré	Épaisseur en millimètre pour un dépôt obtenu en une heure dans un bain à : 35 °C	45 °C
5 A/dm²	0,003 20 à 0,003 25	0,002 2 environ
10 A/dm²	0,007 45 à 0,007 50	0,005 96
15 A/dm²	0,015 environ	0,009 5

Comme l*es densités de courant sont grandes* (14 A/dm²), il se produit un fort dégagement d'hydrogène et, de ce fait, le dépôt est légèrement poreux. Cette forte densité de courant est rendue nécessaire par l'acidité du bain ; elle permet ainsi la formation d'un grand nombre d'ions chlorure. La différence de potentiel appliquée est également assez grande.

Mais ces conditions électriques dépendent beaucoup de la nature et de la forme des pièces. Aussi, pour le fer, le nickel et l'acier, il est possible de réaliser l'électrolyse avec une plus faible densité de courant, ces métaux étant moins attaqués par l'acide chlorhydrique. Pour le cuivre, il est nécessaire de commencer l'électrolyse avec une forte densité de courant afin de déposer rapidement une couche mince de chrome qui protège instantanément le métal contre l'attaque de l'acide. Pour des pièces aux formes irrégulières, il faut de plus fortes densités de courant pour une même concentration du bain. L'influence de la température est grande et, pour chaque valeur de celle-ci, la densité de courant doit être comprise entre deux limites déterminées pour que le dépôt soit brillant. Alors que pour le cuivre et ses alliages cet intervalle est notable, il devient faible pour le fer. L'électrolyse est alors réalisée à 50 °C pour augmenter à la fois la densité de courant et cet intervalle. En dessous de 30 °C, l'intervalle étant pratiquement nul, le chromage se

révèle inacceptable. En opérant à une température plus élevée, le dégagement gazeux et l'évaporation de l'eau sont plus importants. Au cours de l'électrolyse, il faut compenser cette perte d'eau et il faut aussi recharger la solution en acide chromique et en sulfate de chrome.

Le tableau ci-dessous indique les dépôts obtenus suivant les conditions d'expérience.

6° *Précautions.* — Le fort dégagement gazeux (dû à un courant représentant près de 80 % du courant total alors que le dépôt correspond à seulement 20 % de ce courant) entraîne de l'acide chromique. De ce fait, les vapeurs présentent un grand *danger* pour les muqueuses et elles doivent être aspirées.

7° *Chromage des petites pièces.* — Du fait des fortes densités de courant nécessaires pour l'obtention d'un dépôt brillant, le dispositif du tonneau n'est pas utilisable pour le chromage. Les revêtements présenteraient de trop grandes irrégularités : pièces brûlées ou à peine chromées ou recouvertes d'un dépôt mat.

Une amélioration de ce dispositif permet d'en conserver le principe : l'appareil se compose d'un tonneau dont le fond constitue la cathode et, à l'intérieur, les pièces sont maintenues sur ce fond à l'aide *d'électroaimants.* Pendant le chromage, le tonneau tourne autour de son axe et, du fait des variations du champ magnétique, il se produit un *retournement continuel* des pièces sans qu'elles cessent d'être en contact permanent avec la cathode. Ainsi, le chromage est régulier et il peut être réalisé sur des pièces très petites. L'anode est constituée par un électroaimant gainé de plomb qui retient les pièces quand il est excité (après l'électrolyse). Elle peut être retirée avec les pièces fixées à elle ; ce système évite de basculer le tonneau.

8° *Reprise des objets mal chromés.* — Ils doivent être recyclés après avoir été *débarrassés du dépôt défectueux;* cette opération est indispensable pour obtenir un bon revêtement. Pour les objets à base de fer, le chromage s'obtient par immersion dans une solution à 50 % d'acide chlorhydrique. Un déchromage électrolytique peut aussi être réalisé en prenant une cathode de nickel et en plaçant la pièce à l'anode, le bain étant une solution de potasse.

5.2.3. Chromage dur (fig. X-6). — C'est une méthode plus récente et fort utilisée. Le dépôt de chrome dur sur des pièces métalliques augmente leur dureté et leur résistance à la corrosion dans de grandes proportions. Ce procédé peut être utilisé pour le durcissement des aciers dans l'outillage et des pièces à fonction mécanique. Ainsi, la résistance à l'usure des pièces pour moteurs est fortement augmentée par le chromage dur qui, en outre, leur confère un faible coefficient de glissement (vilebrequins chromés).

En général, les dépôts ont une faible épaisseur (0,01 à 0,05 mm) ; dans le cas où une couche épaisse est désirée, il faut préalablement déposer une couche de nickel. Les parties des pièces qui ne doivent pas être chromées sont recouvertes par une couche de vernis isolant. Le chromage s'effectue à 60 °C avec une forte densité de courant (voisine de 60 A/dm²). Ensuite, les pièces sont rincées à l'eau chaude. Comme il est difficile d'obtenir des pièces uniformément recouvertes d'un dépôt d'épaisseur déterminée, il est souvent nécessaire de les rectifier à la meule sur leur tour de polissage (fig. X-7).

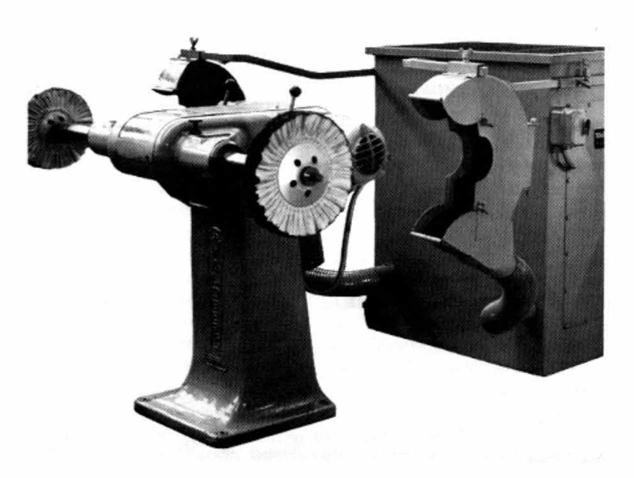


Fig. X-7 — Tours de polissage (*Waldberg*)

5.2.4. Chrome microporeux. — L'étude de l'électrodéposition du chrome a apporté des résultats surprenants. Ainsi, avec un dépôt de chrome sans fissure (appelé aussi *crackfree*), la protection est moins bonne. Au contraire, avec des dépôts de *chrome microfissurés, la corrosion n'atteint pas le métal de base.* Cela constitue un paradoxe, même en tenant compte du fait que le chrome dit non fissuré l'est légèrement sous l'effet des contraintes mécaniques. Ces dépôts étant réalisés sur des couches de nickel,

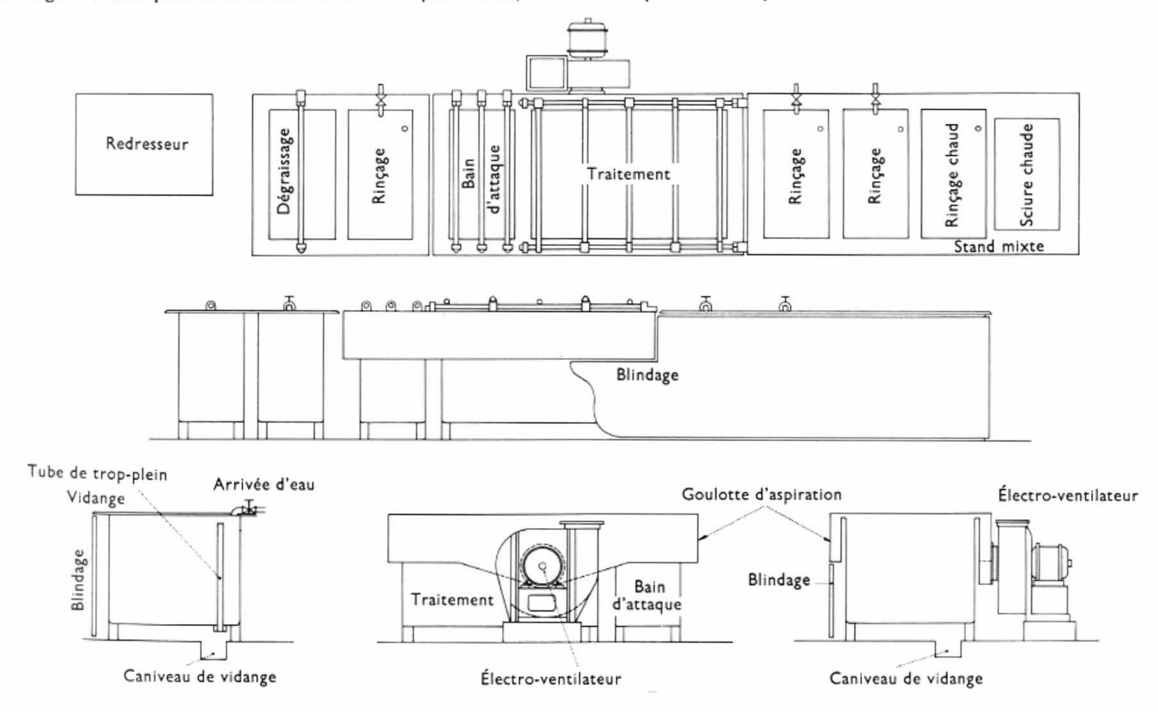


Fig. X-6 — Installation complète de chromage dur des métaux (*SIFE*)

une explication s'impose : le nickel, anodique par rapport au chrome, est sacrifié.

En pratique, un dépôt de chrome non fissuré recouvre un dépôt finement fissuré ; le procédé est dit bichrome. Les contraintes de la seconde couche provoquent une légère fissuration de la première. Du chrome fissuré peut aussi être déposé directement sur la couche de nickel, mais celle-ci risque alors de se fissurer sous l'effet des contraintes et une sous-couche de cuivre est alors souvent prévue.

La porosité du chrome est obtenue en intercalant entre le nickel brillant et le chrome, une mince couche de *nickel porteur de microscopiques particules non conductrices du courant électrique*. Alors, le chrome qui la recouvre présente des porosités microscopiques. La tenue à la corrosion d'un dépôt de nickel-chrome pourvu d'une couche finale de chrome microporeux est environ six fois plus grande que la protection apportée par un revêtement conventionnel de même épaisseur. Le chrome microporeux peut aussi être associé au trinickel.

5.2.5. Rôle d'un revêtement nickel-chrome dans la lutte contre la corrosion. — *Le nickel, exempt de porosité, constitue l'élément de base de la protection.* S'il présente des fissures, la corrosion sera particulièrement rapide. Certes sa porosité diminue quand l'épaisseur du dépôt croît mais, malgré cela, une augmentation même considérable de cette épaisseur ne confère pas une protection parfaite (de plus, le prix de revient augmente). Donc, le but à rechercher est de limiter l'épaisseur du dépôt tout en augmentant sa résistance. Celle-ci peut être éprouvée au moyen d'un certain nombre de tests dont le plus simple est l'attaque par un *brouillard salin* reproductible (méthode beaucoup plus rapide qu'une attaque atmosphérique). Parfois cependant, l'attaque est réalisée à l'aide d'un *brouillard acétique*.

Dans un dépôt, le rôle du chrome est d'empêcher le nickel sous-jacent de se ternir. En contact avec l'atmosphère, le chrome se recouvre d'une pellicule d'oxyde et il peut alors favoriser la corrosion du nickel. D'une manière générale, le processus d'attaque est toujours le même : elle se produit dans les discontinuités du dépôt de chrome. Dans un premier temps, l'anode de nickel se corrode et les produits de corrosion apparaissent dans les pores de la cathode de chrome passif. Dans un deuxième temps, le métal de base est attaqué ; il constitue alors l'anode et le nickel devient cathode : l'attaque se poursuit en profondeur. Ces attaques sont particulièrement fréquentes dans les régions industrielles à hivers froids. Le sel déposé sur les routes, les acides des gaz d'échappement, tout contribue à une intense corrosion.

Une autre cause de corrosion apparaît avec un métal offrant un mauvais état de surface : ces défauts sont la cause de discontinuités dans le revêtement protecteur. Certaines discontinuités peuvent être colmatées par le nickel, mais pour d'autres, plus petites, il faut recourir à un dépôt préalable de cuivre.

Ce rapide bilan des processus d'attaque des dépôts nous permet d'envisager deux voies pour éviter la corrosion : modification du type et de la structure des dépôts de nickel ou modification des dépôts de chrome.

1° *Modification du dépôt de nickel.* — Un premier progrès est le nickel *dupleix :* dépôt de nickel brillant contenant 0,05 % de soufre sur un dépôt de nickel semi-brillant exempt de soufre et dont l'épaisseur représente 80 % de l'épaisseur totale (ce qui limite les possibilités d'obtenir une couche finale suffisamment brillante). Également, il est possible d'intercaler entre les deux couches de nickel, une couche d'un certain nombre de métaux ou alliages ou même une troisième couche de nickel : *nickel tripleix* (cette troisième couche est plus riche en soufre : 0,2 %). Par diminution de l'épaisseur du nickel semi-brillant, nous pouvons alors obtenir une couche finale brillante. Rappelons que le nickel satiné offre aussi une bonne résistance.

2° *Modification du dépôt de chrome.* — L'attaque du nickel se faisant dans les discontinuités du dépôt de chrome, divers cas doivent être envisagés. Si le dépôt ne présente qu'une seule porosité, la surface cathodique est grande et la surface anodique faible : la corrosion est localisée mais elle est forte. Au contraire, si le nombre de pores est grand, la

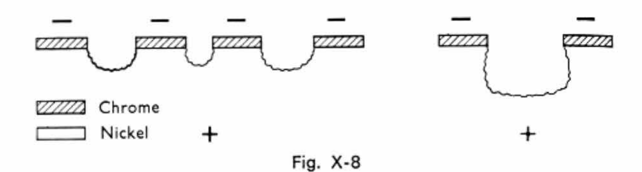


Fig. X-8

surface anodique est importante : certes, il y a plus de nickel qui se dissout, mais la *vitesse de pénétration de la corrosion est plus faible* (fig. X-8). En conclusion, un dépôt de chrome doit être exempt de porosités ou, au contraire, il doit présenter un grand nombre de microporosités. Le chrome non fissuré est difficile à obtenir et il ne donne de bons résultats que lors d'essais statiques, ce qui limite beaucoup son usage. Le chrome microfissuré remplit bien son rôle de protection pendant une période assez longue (trois années environ). Cette solution est intéressante bien qu'elle nécessite des installations assez onéreuses (fig. X-9).

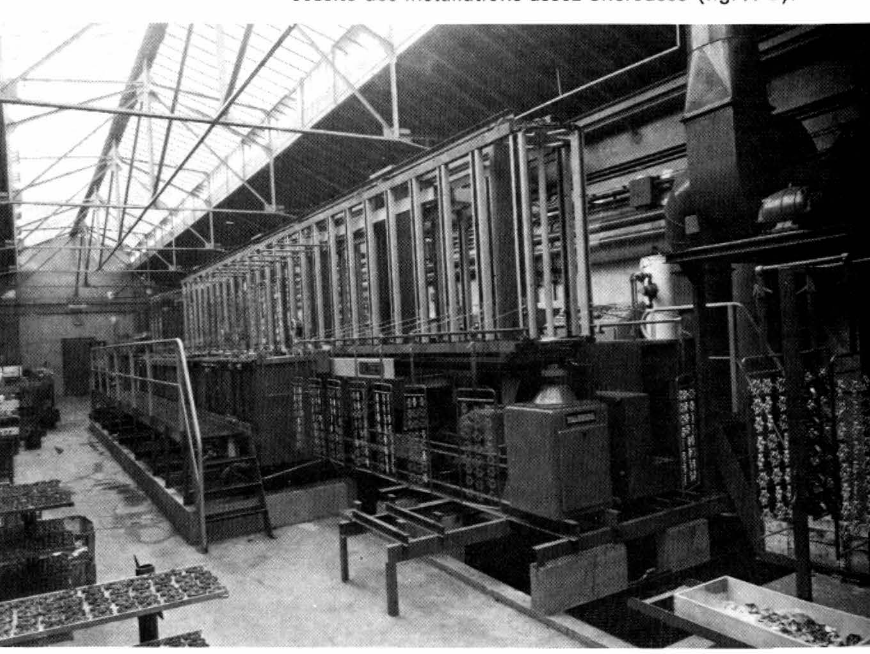


Fig. X-9

Chaîne automatique de nickelage-chromage (*Waldberg*)

La solution la meilleure semble être le dépôt de chrome normal sur un dépôt de nickel satiné par incorporation de particules inertes; ainsi, le chrome présente également les microporosités nécessaires. En plus, au fond de chaque pore, se trouve la petite surface pratiquement inactivée de la particule inerte et cela augmente les performances de l'ensemble. Cette méthode est utilisée très fréquemment dans l'industrie.

Il est aussi possible d'associer le chrome microporeux au nickel dupleix ou tripleix; le revêtement est décoratif et il offre la plus grande résistance qui puisse être obtenue actuellement.

Beaucoup de combinaisons sont donc possibles pour chaque fabrication. Ce chapitre a mis en évidence une grande complexité des problèmes posés par l'obtention de dépôts très résistants et esthétiques.

6. ZINGAGE

Le zinc est le métal le plus électrodéposé. Avant de considérer le processus électrolytique, il convient de rappeler que la galvanisation joue un rôle très important dans la lutte contre la corrosion. Cette opération se fait en plongeant directement l'objet dans un bain de *zinc fondu*. Son inconvénient majeur tient au fait que la couche n'est pas régulière et que le dépôt cristallin est grossier. Cependant, elle est économique; le métal est maintenu en fusion par un simple chauffage.

La galvanisation peut être également de nature *électrolytique*.

Exemple de bain :

- eau : 100 l
- acide sulfurique : 1 kg
- sulfate de zinc : 20 kg

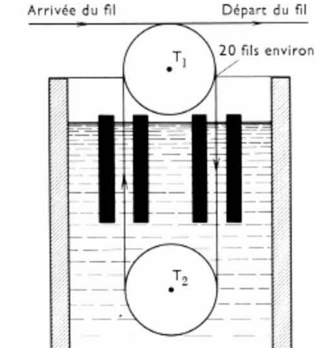


Fig. X-10

Galvanisation d'un fil

Conditions de fonctionnement :

- tension : 10 V
- densité de courant : voisine de 6 A/dm²

Ainsi, directement après l'étirage, un fil peut être recuit, décapé, lavé et galvanisé. Le fil passe sur deux tambours T_1 et T_2 une vingtaine de fois; chaque parcours de fil se fait entre deux anodes (fig. X-10). Les cuves sont en ciment, les anodes en zinc. Chaque cellule est alimentée sous 4 volts et l'intensité du courant peut atteindre 4 000 ampères. Le résultat obtenu est excellent.

Étudions de façon plus précise le zingage. Deux catégories de bains sont utilisées.

6.1. Bains non cyanurés.

— Le *zinc acide brillant* est en passe de devenir une technique des plus importantes dans l'industrie du revêtement. En effet, ce métal est peu cher dans la gamme des non-ferreux et la qualité des revêtements qu'il permet de réaliser est grande, tant sur le plan de la lutte contre la corrosion que sur le plan également important de l'aspect (esthétique industrielle). Pourtant, il ne peut prétendre à la « noblesse » du dépôt du nickel ou du chrome pour l'efficacité et la décoration, ni au rôle important de sous-couche du cuivre, ni aux qualités anticorrosives très spécifiques du cadmium ou de l'étain pour la tenue aux milieux marins ou aux milieux chimiques très agressifs. Pourtant, il constitue un excellent *élément anodique* par une *protection sacrificielle :* même s'il est craquelé ou poreux, il se dissout, protégeant ainsi le métal sous-jacent. De plus, son *aspect est agréable;* sa couleur peut être modifiée à volonté. Par ailleurs, il est économique, il se dépose facilement et est bien adapté aux grandes séries industrielles.

Les bains non cyanurés présentent le grand avantage de ne pas être toxiques. Pour cette électrodéposition, les chimistes ont fait appel à un très grand nombre de sels simples ou complexes.

Exemples de sels de zinc utilisables

Anion	Sel formé	Formule
Sulfate SO_4^{--}	sel simple ionisé	$Zn\,SO_4$
Chlorure Cl^-	sel simple ionisé	$Zn\,Cl_2$
Fluoborate F_4B^-	sel simple ionisé	$Zn(F_4B)_2$
Sulfamate $SO_3NH_2^-$	sel simple ionisé	$Zn(SO_3NH_2)_2$
Tétramine $(R_6—N_4)^-$	complexe	$Zn(NH_3)_4^{++}$ ou
Ammonium $(NH_4)^+$	aminé	$Zn(NH_3)_2^{++}$
Pyrophosphate P_2O^{--}	complexe ionisé	$(P_2O_7Zn)^{--}$
Cyanure CN^-	complexe ionisé	$Zn(CN)_4^{--}$
Soude OH^-	zincate basique	$Zn(OH)_4^{--}$
Chelates divers	complexes variés	

Très schématiquement, disons que les bains à base de sels simples permettent de plus grandes densités de courant et sont plus faciles à mettre en œuvre que les bains à base de sels complexes plus pénétrants mais plus coûteux. Les bains acides ont de meilleurs aspects de nivelance et de brillance. Des études poussées ont permis de trouver des compromis (avec également les qualités des bains cyanurés que nous verrons plus loin).

Les cuves sont recouvertes intérieurement par du polychlorure de vinyle et la température est maintenue constante; un refroidissement est nécessaire lorsque l'intensité du courant est supérieure à 0,5 A par litre de bain. Les bains sont filtrés afin de leur conserver leur pouvoir de brillance. Une agitation mécanique est nécessaire. Les anodes sont en zinc très pur (à 99,99 %) et leur surface est au moins égale à la surface cathodique. La pureté des bains doit être contrôlée surtout vis-à-vis des impuretés minérales. Ils sont purifiés par voie électrolytique à basse densité de courant.

Les qualités des bains acides résident dans leurs excellentes performances : très bon rendement cathodique, parfaite conductibilité qui permet de réaliser l'électrolyse sous une faible tension, possibilité d'obtenir des dépôts sur des pièces même sommairement polies, fonctionnement avec des densités de courant élevées (3 à 4 A/dm²) sans risque de brûlage et fort bel éclat.

Avant un zingage acide, il faut tout particulièrement bien *dégraisser* les pièces. Lorsqu'elles sont en acier, il est possible d'opérer électrolytiquement avec le bain suivant :

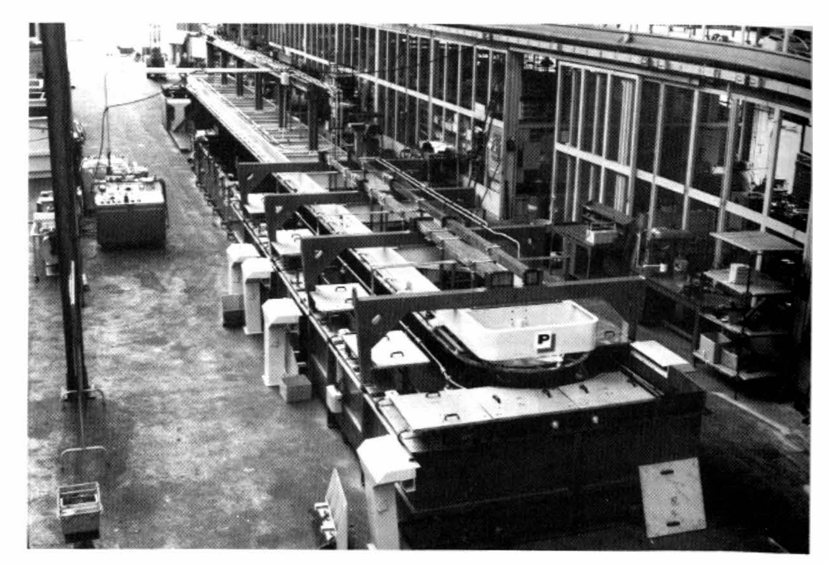
- Phosphate trisodique : 35 g/l
- Pyrophosphate de sodium : 5 g/l
- Métasilicate de sodium : 50 g/l
- Soude caustique : 10 g/l
- Agent mouillant (anion actif) : 2 g/l

Le bain est porté à une température de 85 à 95 °C; la cathode est en acier et l'anode est la pièce à dégraisser. Avec une densité de courant de 10 à 15 A/dm², l'opération dure 1 à 4 minutes.

Pour les métaux non ferreux, le bain utilisé peut avoir la composition qui suit :

- Hexaméthaphosphate de sodium : 5 g/l
- Métasilicate de sodium : 25 g/l
- Phosphate trisodique : 20 g/l
- Carbonate de sodium : 5 g/l
- Agent mouillant : 2 g/l

La température du bain doit être comprise entre 60 et 80 °C. Les pièces sont placées d'abord à l'anode puis à la cathode, les autres électrodes étant toujours en acier.



Machine automatique à poutre à double piste pour le zingage (60 m³/h) (*Parker*)

Exemple de conditions de fonctionnement :

	Phase cathodique	Phase anodique
Densité de courant	5 à 10 A/dm²	0,5 à 1 A/dm²
Durée	1 à 2 mn	20 à 30 s

Un inconvénient des bains acides par rapport aux bains cyanurés est leur *plus faible pouvoir de pénétration* (facilité d'obtention d'un dépôt aussi homogène que possible sur une cathode tourmentée). Or, il faut que l'épaisseur du métal déposé sur les parties mal orientées soit voisine de celle de la couche sur les parties faisant face à l'anode. Les bains les plus récents permettent de remédier à cet inconvénient, notamment le bain au pyrophosphate dont le pouvoir de pénétration est sensiblement celui d'un bain cyanuré et dont le rendement cathodique est remarquable.

Le bain présente également d'excellentes performances pour le *zingage au tonneau* où les dépôts sont plus brillants et contiennent moins d'hydrogène graphisant.

6.2. Bains cyanurés. — Le tableau précédent indique les conditions de travail avec un bain cyanuré. Celui-ci est fortement basique. Les anodes sont en zinc très pur. Les bains étant très toxiques, ils doivent être neutralisés à la fin de l'électrolyse et cette opération se révèle très coûteuse. Pratiquement, la totalité du cyanure peut être éliminée des effluents.

Un des intérêts du cyanure réside dans le fait qu'il possède lui-même un bon pouvoir *dégraissant* et qu'il permet de limiter la préparation préliminaire. En plus, il dissout les légères couches d'oxyde sans attaquer le métal : cela contribue à la bonne adhérence du dépôt. Cette propriété l'a fait parfois ajouter aux bains de dégraissage électrolytique car elle permettait d'éviter le décapage. Le grand avantage de ces bains est de permettre le contrôle du degré d'ionisation du cation métallique et l'obtention d'un dépôt de structure *plus fine*. Le pouvoir pénétrant est bien supérieur à celui des bains acides et le dépôt a même épaisseur sur toute la pièce. Toutefois, la nivelance et la brillance sont inférieures. Ces bains se prêtent davantage au brillantage à l'aide d'agents organiques.

Les bains cyanurés sont d'un emploi commode car les concentrations des constituants peuvent varier dans de larges intervalles sans nuire à la qualité du dépôt. Ils sont peu influencés par la présence d'impuretés minérales dont il est facile de les débarrasser.

Bains cyanurés et non cyanurés

Caractéristiques	Zeta III	Zeta II	Zeta I	EZ 30
Type de bain	acide	neutre	alcalin	alcalin
Base	aux chlorures	ammonium	aux pyrophosphates	cyanuré
Teneur en métal	35 g/l	40 g/l	30 g/l	35 g/l
Dosage en anion	250 à 300 g/l	300 g/l	300 g/l	70 g/l
pH	4,5	7,5	10,5	13
Conditions opératoires				
Température	ambiante (< 30 °C)	ambiante (< 30 °C)	50 °C	ambiante (< 30 °C)
Tension	4 V	6 V	5 V	6 V
Densité de courant	1 à 4 A/dm²	1 à 3 A/dm²	2 à 4 A/dm²	2 à 3 A/dm²
Anodes	Zn 99,99 %	Zn 99,99 %	Zn 99,99 %	Zn 99,9 %
Type	plaques	plaques ou boules	plaques + sacs	boules
Agitation	cathodique	cathodique	à l'air	éventuelle
Filtration	continue (2 volumes par heure)	continue (2 volumes par heure)	continue (2 volumes par heure)	régulière
Type de travail :				
Au tonneau	oui	éventuel	oui	oui
Au bain mort	oui	oui	éventuel	oui

(*d'après Parker*)

Les bains *non cyanurés* sont les plus utilisés actuellement pour des raisons de sécurité et également pour des raisons économiques : la capacité de production d'une installation de zingage acide est supérieure à celle de zingage cyanuré car la citerne de déposition du zinc est plus grande avec le bain acide (meilleur rendement cathodique).

7. CADMIAGE

Le plus souvent, les bains sont à base de *cyanure;* ils sont contenus dans des cuves en tôle. Les anodes sont en cadmium pur ; ce sont des baguettes placées dans des paniers en fer attachés aux barres d'amenée du courant. L'électrodéposition se fait sous une tension de 3 à 4 volts et avec une densité de courant de 4 A/dm². Le revêtement protecteur est brillant et la couche ne présente *pas de porosité*. Le pouvoir pénétrant du bain est excellent et cela permet de recouvrir totalement des pièces creuses. Un sel de nickel peut être ajouté au bain pour que le dépôt soit très brillant.

Le cadmiage, qui est utilisé dans de nombreuses industries pour la protection de l'acier et des métaux cuivreux, offre une grande facilité de soudure et une faible résistance électrique dans les contacts. La résistance à la corrosion en atmosphère marine est supérieure à celle du zinc. Cependant, celui-ci est plus utilisé à cause de ses propriétés et aussi à cause de son prix beaucoup plus faible que celui du cadmium.

La concentration de la soude est fonction de la densité de courant choisie ; les meilleurs rendements cathodiques sont obtenus avec des densités de courant comprises entre 1 et 2,5 A/dm², à une température de 70 °C. Les meilleures conditions correspondent à une teneur en soude de 10 à 15 g/dm³ avec une surface anodique sensiblement égale à la surface cathodique. En fait, l'électrodéposition dépend de la dissolution convenable de l'anode. Avec une grande concentration en soude (ou une faible densité de courant), les dépôts deviennent pulvérulents et il faut ajouter un oxydant. Cette détérioration du bain est provoquée par l'apparition de stannite. Au contraire, avec une teneur en soude trop faible, l'anode se recouvre d'un film gris et cesse d'être soluble ; l'électrolyte s'appauvrit donc en métal. Il est facile de constater si les conditions de fonctionnement sont correctes : en effet, dans ce cas, l'anode se recouvre d'un film jaune verdâtre.

L'eau du bain ne doit pas être calcaire, car le stannate de calcium est insoluble : il forme un précipité qui peut se mêler au dépôt.

En général, les électrolytes potassiques ont de meilleurs rendements et sont utilisables avec une plus grande densité de courant mais ils obéissent aux mêmes impératifs que les bains sodiques.

9.2. Étamage avec des bains de pyrophosphate. — Les conditions de fonctionnement sont très simplifiées. Le tableau suivant donne la comparaison entre les deux sortes de bains.

Comparaison entre les deux sortes de bains d'étamage

	Pyrophosphate	Stannate
Composition	$Sn_2P_2O_7$ pyrophosphate d'étain 60 g/l $Na_4.P_2O_7$ pyrophosphate de sodium 360 g/l	$Na_2Sn(OH)_6$ stannate de sodium 74 g/l Na(OH) soude 7,5 g/l CH_3CO_2Na acétate de sodium 11 g/l H_2O_2 à 30 % eau oxygénée 3 gouttes
Étain	32,4 g/l	32,4 g/l
Ion $P_2O_7^{4-}$	116,4 g/l	—
Agents d'addition	dextrine 10 g/l gélatine 1 g/l	— —
pH	9	12
Température	60 à 80 °C	60 à 70 °C
Tension aux bornes	0,3 - 1,0 V	4,5 V
Densité de courant	0,6 à 2,3 A/dm²	0,4 à 2,3 A/dm²
Densité de courant cathodique maximale	5 A/dm²	1,6 A/dm²
Densité de courant anodique maximale	5 A/dm²	1,6 A/dm²
Rendement cathodique	91 - 100 %	70 - 83 %
Rendement anodique	99 - 112 %	80 - 98 %
Stabilité du bain	bonne	satisfaisante
Qualité du dépôt	bonne	bonne

(d'après Parker)

8. PLOMBAGE

Cette opération industrielle s'applique au fer. Les bains sont en général à base de *fluoborate de plomb*. Les cuves à électrolyse sont en tôle ou en grès et les anodes en plomb pur. Les densités de courant sont faibles, voisines de 1 à 2 A/dm².

9. ÉTAMAGE

Les applications de l'étamage sont nombreuses, car l'étain joue un rôle protecteur et il est aussi très *décoratif* (il peut remplacer l'argent). Il se prête remarquablement à la soudure. Son inaltérabilité et la non-toxicité de ses sels le font utiliser pour des ustensiles de cuisine.

9.1. Étamage avec des bains alcalins. — Ils sont à base de stannate de sodium ou de potassium avec une certaine quantité de soude. En plus, ils contiennent un peu d'un agent oxydant (eau oxygénée). Exemple de bain :

— stannate de sodium (Na_2SnO_3— $3H_2O$) : 150 g/l
— soude libre : 20 g/l

Cependant, le pouvoir de pénétration du pyrophosphate est inférieur à celui du stannate et cela explique l'intérêt moins grand qu'il suscite.

9.3. Brillantage par rediffusion. — Cela consiste à porter, pendant quelques secondes, les pièces recouvertes d'étain à une température légèrement supérieure à celle du point de fusion de l'étain : 232 °C. Cette opération confère aux dépôts mats un *brillant* comparable à celui obtenu par étamage à chaud (identique au zingage à chaud). Pour ce faire, la pièce est immergée dans des huiles à 250 °C dont l'acidité est contrôlée. Pour éviter une attaque de l'étain, la durée d'immersion doit être inférieure à dix secondes. Ensuite, il faut procéder au dégraissage à l'aide de solvants chlorés et de lessive. Après ce traitement, la tenue à la corrosion est variable ; les petites porosités peuvent se refermer facilement, mais non les grosses (les tailles dépendent de l'épaisseur de la couche). De toute façon, lors de cette opération, la tenue ne peut que s'améliorer ou rester constante.

Premier exemple de bains brillants :

— Sulfate stanneux : 100 g/l
— Acide sulfurique : 100 g/l
— Goudron de bois : 8 g/l
— Sulfate d'alcool octylique : 100 cm³/l

Conditions de fonctionnement : température : 20 °C ; densité de courant : 1 à 3 A/dm².

Second exemple de bains brillants :

— Chlorure stanneux : 100 g/l
— Fluorure d'ammonium : 100 g/l
— Acide chlorhydrique : 100 cm³/l
— Goudron de bois : 8 g/l
— Sulfate d'alcool octylique : 10 cm³/l

Conditions de fonctionnement : température : 20 °C ; densité de courant : 2 à 10 A/dm².

Le goudron (bien spécifique) a un rôle de brillanteur mais les dépôts contiennent des proportions non négligeables de produits dérivés du brillanteur. En fait, c'est un procédé qui donne d'excellents résultats au tonneau.

Des recherches portent sur la réalisation de *brillanteurs* de synthèse (du type condensat d'aldéhyde amine à 20 % dans de l'isopropanol) qui permettront d'obtenir des revêtements brillants avec des densités de courant comprises dans un intervalle plus étendu. Le plus important débouché industriel de l'étamage est constitué par les fils métalliques.

10. OXYDATION ANODIQUE DE L'ALUMINIUM

C'est une opération très utilisée dans l'industrie pour former une couche d'alumine (Al_2O_3) sur une surface d'aluminium. Elle ne nécessite pas un outillage complexe. L'aluminium se trouve à l'anode et est attaqué dans le bain ; il se forme des sels d'aluminium qui s'hydrolysent. L'alumine ainsi formée se dépose sur l'aluminium en une mince pellicule. La résistance à la corrosion est considérablement améliorée (l'aluminium est particulièrement corrodable à nu) ; par ailleurs, la couche d'alumine est *isolante* (c'est une couche d'oxyde). Le dépôt a un très fort pouvoir *pénétrant* et il permet de voir les défauts des pièces (ce qui constitue un contrôle). La porosité de la couche la rend facilement colorable et permet de nombreuses possibilités décoratives ; cette porosité est ensuite éliminée.

L'électrolyte peut être de l'acide chromique (procédé *Bengough et Stuart*), de l'acide oxalique (procédé *cloxal*), ou de l'acide sulfurique dilué. Celui-ci est le plus utilisé ; il permet d'obtenir une couche d'épaisseur uniforme. Nous allons l'étudier plus particulièrement.

Procédé à l'acide sulfurique :

— *Préparation des pièces.* — Les pièces à oxyder sont à l'anode et sont fixées à une barre conductrice du courant au moyen de pinces en aluminium. Un excellent serrage est nécessaire pour que le passage du courant ne soit pas interrompu par un dépôt d'alumine isolante.

— *Dégraissage.* — Il faut utiliser des pièces parfaitement dégraissées afin d'obtenir une belle couche uniforme. Le dégraissage se fait électrolytiquement sous une tension d'une dizaine de volts, dans des cuves en acier formant cathode et avec un bain de soude. Les pièces (anodes) restent quelques minutes dans le bain, puis sont lavées successivement à l'eau, avec une solution d'acide nitrique à 20 %, puis de nouveau à l'eau. Elles sont ensuite séchées.

— *Oxydation anodique.* — La solution est formée de 20% d'acide sulfurique et de 80 % d'eau parfaitement pure (sans chlorures, ni fluorures qui provoqueraient une attaque). L'électrolyse est réalisée sous une tension continue de 15 volts, avec une densité de courant voisine de 1,5 A/dm², à 20 °C.

Les pièces sont immergées 20 à 40 minutes selon l'épaisseur de la couche souhaitée. La cuve est en acier à double paroi afin de maintenir une température constante par une circulation de fluide. La paroi interne est en plomb et sert de cathode. La cuve peut comporter des cathodes supplémentaires en plomb. Le bain est agité par insufflation d'air comprimé. Après l'oxydation, les pièces sont rincées afin d'éliminer toute trace d'acide (utilisation d'un bain à l'ammoniaque très dilué).

— *Teinture.* — Après rinçage, les pièces sont prêtes à être teintées. Les teintures sont à base de pigments minéraux en suspension colloïdales ou sont d'origine organique. La teinture se fait par immersion dans des cuves en acier inoxydable pendant un quart d'heure : le bain est chauffé et agité.

— *Colmatage.* — Cette opération très importante permet d'*éliminer la porosité* de la couche. Elle peut se faire par immersion dans de l'eau bouillante pendant un quart d'heure ; l'obturation des pores est alors due à l'hydratation de l'alumine et elle n'est que provisoire. Elle peut aussi être obtenue par imprégnation d'huile de lin, de cires végétales ou minérales, de laques ou par immersion dans une solution de sels de nickel et de cobalt avec de l'acide borique à une température de 80 °C (recommandé pour la colmatation des pièces teintées). L'immersion dans une solution de bichromate de potassium à 3 % portée à une température de 95 °C est aussi utilisée ; ce procédé est le plus efficace.

L'oxydation anodique de l'aluminium est utilisée :

— pour la protection contre la corrosion (marine, chimie, etc.),
— pour l'obtention de support pour une peinture ultérieure d'une pièce en aluminium,
— pour l'isolation électrique d'un ensemble (électro-aimants, fours à induction, etc.),
— pour augmenter la résistance au frottement de certaines pièces (pièces mobiles notamment),
— pour la décoration (du fait de la coloration facile).

CHAPITRE XI
ÉLECTROMÉTALLURGIE PAR VOIE HUMIDE

Des procédés électrolytiques sont utilisés pour obtenir des métaux d'une *très grande pureté*. Parmi ces procédés, nous pouvons distinguer :

— les électrolyses avec *anode insoluble* dans lesquelles une solution est décomposée pour isoler un élément métallique (par exemple, l'or, l'argent, le zinc, etc.) ;
— les électrolyses avec *anode soluble :* celles-ci constituent le métal à purifier et sur la cathode se dépose le métal à l'état pur (par exemple, le cuivre, l'argent, le plomb, etc.).

AFFINAGES ÉLECTROLYTIQUES

1. AFFINAGE DU CUIVRE

Le cuivre est retiré de composés sulfurés complexes contenant beaucoup d'impuretés. Des moyens thermiques sont utilisés pour obtenir un métal brut contenant 98 à 99 % de cuivre. Une électrolyse à anode soluble permet ensuite d'éliminer les nombreuses impuretés qui altèrent les propriétés du cuivre. Ce raffinage électrolytique conduit à un cuivre d'une pureté proche de 99,9 %. Il est aussi possible de récupérer des métaux précieux alliés au cuivre impur constituant l'anode.

Les impuretés constituées par les métaux les plus nobles (argent, or, platine) ne sont pas attaquées à l'anode. Leurs tensions électrolytiques de dissociation sont trop faibles et elles ne se décomposent pas : ces métaux se mélangent aux *boues anodiques*. Le sélénium et le tellure se combinent à l'argent et forment des composés insolubles ($AgSe_2$ et $AgTe_2$) qui précipitent. Lorsque ces impuretés se trouvent en grande quantité dans la solution, elles peuvent aussi se combiner au cuivre et former d'autres composés insolubles

comme le séléniure de cuivre (CuSe) et le tellurure de cuivre (CuTe). Les autres éléments comme le nickel, le zinc, ne peuvent se déposer sur la cathode, étant moins nobles que le cuivre. Au contraire, l'antimoine, le bismuth, l'arsenic, dont les potentiels sont voisins de celui du cuivre (Sb/Sb^{3+} : + 0,1 V ; Bi/Bi^{3+} : + 0,3 V ; As/As^{3+} : + 0,3 V ; Cu/Cu^{2+} : + 0,336 V) sont difficiles à séparer. Cependant, l'expérience montre que le dépôt cathodique ne comporte pas ces éléments quand la *densité de courant* reste *inférieure à une certaine valeur*, valeur qui est d'autant plus faible que la proportion d'impuretés dans le cuivre à purifier est grande. Pour des anodes très impures, la densité de courant ne dépasse pas 0,4 A/dm² alors que, si la pureté initiale est grande, elle peut atteindre 2 A/dm². Avec un bain convenablement choisi, les impuretés peuvent former des composés peu solubles qui passent dans les boues anodiques. Ainsi, avec un électrolyte contenant 40 g/dm³ de sulfate de cuivre et 200 g/dm³ d'acide sulfurique, l'antimoine et le bismuth forment des composés peu solubles ; l'arsenic s'oxyde en partie sous forme d'acide arsénique, mais celui-ci se dépose assez difficilement.

La présence d'acide sulfurique dans le bain apporte les avantages suivants :

— *Augmentation de la conductance* du bain.

— Possibilité d'opérer à des *températures élevées* (l'acide est peu volatil) et avec des *concentrations importantes*.

L'acide sulfurique est aussi intéressant pour d'autres raisons : il est économique et il n'attaque pas le plomb qui recouvre intérieurement les cuves. Au fur et à mesure que l'électrolyse se déroule la concentration en acide sulfurique libre diminue et cela provoque une augmentation de la résistance. Pour remédier à cet inconvénient, une anode insoluble supplémentaire est placée dans la cuve ; au niveau de cet électrode se produit le dégagement anodique d'oxygène qui s'accompagne de la régénération d'acide sulfurique libre.

Il est nécessaire de procéder de temps en temps au *remplacement* du bain qui se souille (cela dépend, bien sûr, de la quantité d'impuretés initialement contenues dans l'anode soluble). La température de fonctionnement est voisine de 50 °C ; une température trop élevée entraînerait la formation de sulfate cuivreux à l'anode, sel qui se décompose facilement en sulfate de cuivre et en cuivre, mais le dépôt obtenu sur la cathode est pulvérulent. L'électrolyte est *agité*, mais avec précaution afin d'éviter que des impuretés des boues anodiques viennent se déposer sur la cathode. Généralement, une faible quantité de *substances colloïdales* est ajoutée au bain afin d'assurer un dépôt cathodique uni et lisse.

Les cuves, en bois ou en béton, sont recouvertes intérieurement par du plomb. Des bacs, disposés au fond de celles-ci, permettent de recueillir les boues anodiques. Les *anodes sont en cuivre* (fig. XI-1) ; elles sont de grandes dimensions (0,7 × 1,2 mètre ; épaisseur 4 cm). Les *cathodes* sont des plaques en cuivre électrolytique de faible épaisseur (0,4 mm). Elles peuvent être enduites de pétrole pour que le dépôt de cuivre raffiné soit facilement détachable.

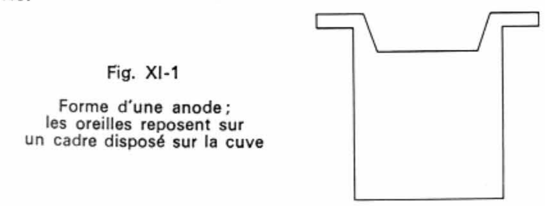


Fig. XI-1
Forme d'une anode ; les oreilles reposent sur un cadre disposé sur la cuve

Deux sortes de montages sont utilisés, appelés unipolaire et bipolaire.

— *Montage unipolaire*. Les *anodes sont en parallèle* et les *cuves sont disposées en série* (fig. XI-2). L'électrolyte s'écoule du bac supérieur vers le bac inférieur ; il est ensuite refoulé vers le bac supérieur au moyen d'une pompe. Ainsi, une bonne circulation est assurée. Les tensions sont appliquées entre les deux bacs terminaux. Chaque cellule comprend n anodes pour $(n + 1)$ cathodes : ainsi, les anodes sont attaquées sur les deux faces. La tension de fonctionnement est d'environ 0,5 V pour une densité de 2 A/dm² (donc assez faible). Le rendement en courant est supérieur à 90 %. Les boues sont traitées chimiquement pour récupérer l'or et l'argent. Ce procédé présente l'avantage d'être peu onéreux et de permettre l'utilisation d'anodes de pureté moyenne (en effet, étant éloignées des cathodes, il est peu à craindre que les impuretés s'y déposent mécaniquement). Toutefois, il se produit une assez grande perte d'énergie dans les résistances du circuit ; la résistance de l'électrolyte est assez importante, car les électrodes sont très écartées. De plus, le nombre des cathodes est grand et il y a de nombreux contacts à réaliser. D'autre part, la proportion de résidus anodiques à récupérer est assez grande.

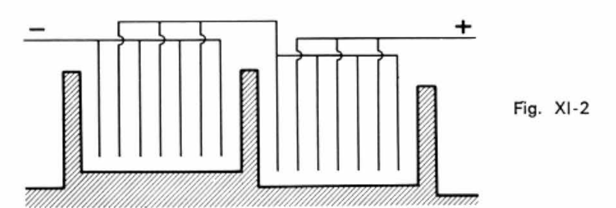


Fig. XI-2

— *Montage bipolaire*. Les plaques de cuivre formant électrodes sont disposées parallèlement dans un bac *et seules les électrodes des extrémités sont reliées à la source* (fig. XI-3). En effet, les plaques à raffiner, non reliées

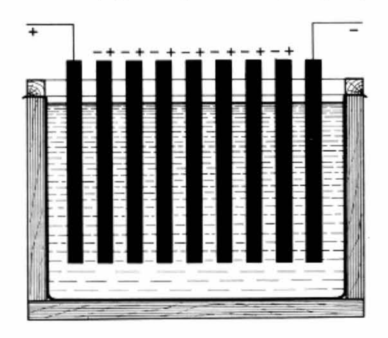


Fig. XI-3

à l'alimentation électrique, se comportent comme des électrodes bipolaires. Leur face orientée vers l'anode est cathodique. l'autre face étant anodique. Lors de l'électrolyse, la face anodique est rongée, le cuivre se dépose sur la face cathodique et les impuretés sont éliminées.

Le rendement en courant de l'ensemble est voisin de 70 % ; il est diminué du fait qu'une partie du courant passe directement de l'anode insoluble à la cathode terminale. La tension de fonctionnement est voisine de 0,1 volt et la densité de courant est sensiblement égale à 2 A/dm². L'intensité du courant absorbé est plus faible que dans le montage unipolaire et les pertes par effet Joule sont moindres.

Ce procédé est aussi avantageux pour d'autres raisons : il y a peu de contacts à établir, la tension à appliquer est faible du fait du rapprochement des électrodes et la consommation d'énergie est limitée. Par ailleurs, la quantité de déchets anodiques est moins importante. Ce procédé présente cependant des inconvénients : la perte en métaux précieux est plus importante que dans le montage unipolaire, les résidus anodiques doivent être éliminés, les anodes sont plus fines et doivent être plus pures. De plus, il n'est pas possible d'utiliser le plomb pour le revêtement des cuves. *Le procédé unipolaire est préféré quand le cuivre à affiner est moins pur.*

Le cuivre affiné est du cuivre pur à 99,95 % environ. L'impureté restant la plus importante est l'oxygène (0,007 %). Le cuivre possède une grande conductibilité électrique et calorifique. En ce qui concerne les résidus, leur intérêt économique est considérable : 80 % de l'argent mondial est un sous-produit de l'affinage du cuivre.

Remarque : Électrolyse de solutions cupriques avec anode insoluble. C'est une méthode de préparation du cuivre quand ce procédé se révèle économiquement favorable par rapport à l'extraction par voie sèche. Il consiste à faire passer le cuivre en solution et à *déposer ce métal*

électrolytiquement sur une cathode. Ce procédé est utilisé avec des minerais pauvres en cuivre ; un traitement à l'acide sulfurique permet d'extraire le cuivre et de former une solution acide : elle contient des ions cuivre (Cu^{++}) et elle peut être électrolysée. L'électrolyte appauvri sert à attaquer le minerai ; l'acide neutralisé en extrayant le cuivre est régénéré à l'anode au cours de l'électrolyse, tandis que le métal se dépose à la cathode. La tension de fonctionnement est comprise entre 1,8 et 2 volts et la densité de courant est voisine de 1,3 A/dm². Le rendement en courant est proche de 85 %.

2. AFFINAGE DE L'ARGENT

La méthode électrochimique est bien préférable à la méthode chimique du fait de sa simplicité et des bonnes conditions énergétiques. En solution, l'argent ne donne que des ions monovalents Ag^+ (rendement voisin de 1). Les impuretés sont essentiellement :

— l'or : il est insoluble et passe dans les boues,
— le cuivre : la majeure partie a été éliminée par action de l'acide sulfurique et est passée en solution. Elle y reste car le potentiel électrochimique de l'argent est tel que la décharge de cette impureté n'est pas possible ;
— le tellure et le plomb : ils passent aussi dans les boues.

La matière première est surtout constituée à partir des boues anodiques provenant du raffinage d'autres métaux (par exemple le cuivre). Les anodes sont préalablement traitées afin d'augmenter leur teneur en argent. L'électrolyte est à base d'*acide nitrique;* en effet, il est impossible de prendre l'acide sulfurique du fait de la faible solubilité du sulfate d'argent. C'est une solution de nitrate d'argent additionnée d'acide nitrique et de nitrate de sodium afin d'en augmenter la conductance. La concentration en acide nitrique (voisine de 5 g/l) est faible afin de ne pas consacrer trop d'énergie à une réduction partielle de l'acide.

La tension de fonctionnement est voisine de 2,5 V avec une densité de courant proche de 3 A/dm². Il faut veiller à ce que la concentration en ions argent (Ag^+) au voisinage de la cathode ne devienne pas inférieure à une valeur limite et que la concentration en ions cuivriques (Cu^{++}) ne soit pas trop grande. En effet si ces conditions se présentaient, le dépôt serait constitué par de l'argent impur.

L'argent ne se dépose sur la cathode que si la densité de courant est faible. Si elle est trop grande, il se forme de larges cristaux allongés dans le sens cathode-anode : il y a un risque de court-circuit.

Les cellules peuvent être en porcelaine avec des cathodes verticales en argent sur lesquelles se déplace une baguette en bois pour détacher les cristaux d'argent et les faire tomber. Pour éviter qu'ils ne soient souillés par les boues, au fond du bac, un diaphragme est disposé entre anode et cathode et les cristaux sont soigneusement lavés. L'électrolyse s'effectue à une température voisine de 50 °C. Il est évident que les boues sont également traitées en vue d'une récupération de l'or.

3. AFFINAGE DE L'OR

Cette méthode est semblable aux précédentes : *l'anode est constituée par de l'or impur.* L'or ayant tendance à se *passiver* (dans une solution de chlorure cuivrique, l'anode est fort peu attaquée), il faut un excès d'acide chlorhydrique pour avoir une notable dissolution de métal. Dans la solution, il y a coexistence d'or métal et d'ions or (Au^+ et Au^{3+}). Le mécanisme réel de la déposition de l'or n'est pas bien connu ; il semble s'agir d'un phénomène secondaire où intervient la décharge d'ions hydrogène H^+.

Les principales impuretés contenues dans les anodes sont, notamment, l'argent, le cuivre, le plomb, le platine. Elles se rassemblent dans les boues anodiques. Cependant, si la teneur en argent est supérieure à 5 %, il y a formation d'une pellicule de chlorure d'argent sur l'anode.

La matière première qui sert à fabriquer les anodes solubles provient en grande partie des boues anodiques obtenues lors de l'affinage de l'argent. Ces boues subissent évidemment un traitement préalable afin d'élever la teneur en or à une valeur supérieure à 90 %. Cette électrolyse doit être réalisée à une température élevée (70 °C) avec un excès d'ions chlore Cl^-. Il faut une grande densité de courant (10 A/dm²) pour obtenir un dépôt adhérent et une grande concentration en or.

L'électrolyte est constitué par une solution de chlorure d'or additionnée d'acide chlorhydrique ; il est renouvelé fréquemment. Avec un montage de type unipolaire, la tension de fonctionnement est de 3 V ; l'or obtenu est pur à 99,98 %. Il ne faut pas que la tension soit trop grande, sinon il se produit un dégagement d'oxygène tandis que l'anode fonctionne comme une électrode insoluble. Cette passivité est combattue au moyen d'un excès d'ions chlore Cl^- ou par une élévation de température.

Pour les anodes qui contiennent plus de 10 % d'impuretés, il est possible de superposer un courant alternatif au courant continu d'électrolyse. Ce courant alternatif de basse fréquence et de grande intensité permet une inversion périodique du courant et il joue un rôle dépolarisant (il inhibe la passivation).

Selon leur valeur, les boues récupérées peuvent être traitées chimiquement.

4. AFFINAGE DU PLOMB

L'anode soluble est constituée par du plomb à 95 %. Le bain est une solution de fluosilicate de plomb à laquelle peut être ajoutée de la gélatine afin de favoriser l'adhérence du dépôt cathodique. Les cathodes sont des feuilles de plomb électrolytique.

Certaines impuretés (l'argent, l'or et le cuivre) se retrouvent dans les boues, tandis que d'autres comme le zinc, le cobalt, le nickel et le fer passent en solution ; elles ne se déposent pas si la densité de courant n'est pas trop grande.

5. AFFINAGE DU FER

Cette opération délicate présente l'intérêt important de fournir du fer exempt de carbone (fer utilisé en électrotechnique). Le fer peut se déposer en même temps qu'il se produit la décharge de l'hydrogène, ce qui le rend cassant. L'électrolyte est constitué par un mélange de chlorures ferreux et ferriques à une température voisine de 100 °C.

6. AFFINAGE DU NICKEL

Ce procédé est à *anode soluble;* celle-ci est en nickel et elle contient 20 à 30 % de cuivre. Le bain est constitué par une solution de sulfate de nickel ; le dépôt de nickel se fait sur des cathodes de fer recouvertes d'une couche de graphite afin d'assurer la séparation de la couche déposée. La température de fonctionnement est voisine de 70 °C. Le bain est énergiquement agité. Des additions fréquentes permettent de maintenir constante la teneur en acide et d'éviter un dépôt d'oxyde. La tension appliquée est voisine de 4 volts pour une densité de courant de 1 A/dm². Il est ainsi possible d'obtenir du nickel à 99 %.

7. DÉSÉTAMAGE DU FER BLANC

Cette méthode permet de récupérer l'étain contenu dans le fer blanc. Les déchets sont placés à l'anode dans un récipient en fer. Le bain est de nature alcaline. Ainsi l'étain se dissout dans la solution : il passe à l'état de stannate alcalin. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes : tension : 2 volts, densité de courant : 1 A/dm², température du bain : 80 °C.

PRÉPARATIONS ÉLECTROLYTIQUES

8. PRÉPARATION DU ZINC

Cette préparation est déjà ancienne et, malgré les difficultés qu'elle présente et son prix de revient élevé, elle s'est beaucoup développée aux dépens du procédé électrothermique fort délicat. Également, elle permet de traiter des minerais de compositions variées.

Cette préparation consiste en l'électrolyse d'une solution de sulfate de zinc avec une anode insoluble. Sur les cathodes se dépose le zinc, tandis qu'au niveau de l'anode les ions sulfate (SO_4^{--}) qui s'accumulent sont la cause de

l'ionisation de l'eau : il se forme de l'acide sulfurique (H_2SO_4) qui sert à préparer une nouvelle solution.

8.1. Préparation de la solution électrolytique. — Avant l'électrolyse, le minerai est transformé soit en oxyde par grillage, soit en sulfate par grillage sulfatant.

$$\text{Minerai} \xrightarrow{\text{grillage}} \underset{\text{(sulfate)}}{\text{oxyde}} \rightarrow \underset{\text{de zinc}}{\text{solution de sulfate}} \rightarrow \text{électrolyse} \rightarrow \text{zinc}$$

(retour : électrolyse → H_2SO_4 → solution de sulfate de zinc)

Les minerais utilisés sont surtout la blende (ZnS) et la calamine ($Zn_2\ SiO_4,\ H_2O$) qui est un silicate ; il en existe d'abondants gisements. Cependant, ils contiennent de nombreuses impuretés (fer, plomb, cuivre, cadmium, manganèse), souvent plus électropositives que le zinc, dont il faut se débarrasser sous peine de les voir se déposer avant le zinc.

Les réactions qui se produisent lors de cette oxydation peuvent être représentées par les équations chimiques suivantes :

$$2ZnS + 3O_2 \rightarrow 2ZnO + 2SO_2$$
$$2SO_2 + O_2 \rightarrow 2SO_3 \text{ (réaction catalytique)}$$
$$ZnO + SO_3 \rightarrow ZnSO_4 \text{ (réaction partielle)}$$

La présence de beaucoup de fer conduit à la formation de ferrite $ZnO\ Fe_2O_3$, ce qui doit être évité. La solution (après dissolution dans l'acide sulfurique) contient un certain nombre de métaux dont il faut la débarrasser. Par ailleurs, les anions autres que les ions sulfate (SO_4^{2-}) sont à proscrire car les ions chlore (Cl^-) attaquent les anodes en plomb, et les ions fluor (F^-) dissolvent le film d'alumine qui protège les cathodes en aluminium. Le fer est précipité à l'état d'hydroxyde ferrique $Fe(OH)_3$ au cours du traitement avec un oxydant fort (bioxyde de manganèse) ; le nickel donne un hydroxyde de nickel et la silice précipite sous forme d'acide silicique. Après filtrage, la solution est traitée par du zinc très pur et pulvérisé : il y a précipitation par cémentation des métaux les plus nobles (cadmium, cuivre, nickel). Après avoir été filtrée de nouveau, la solution est électrolysable.

8.2. Électrolyse. — Les anodes sont en plomb et les *cathodes en aluminium*. Les cuves sont gainées intérieurement au moyen de plomb. L'électrolyte est légèrement acide au début de l'opération et il le devient fortement au cours de celle-ci (production d'acide sulfurique). Le dépôt de zinc est rendu possible par la surtension de l'hydrogène sur la cathode recouverte de zinc et ce, malgré les valeurs des tensions de décharges qui contrarient ce phénomène. Cette surtension dépend d'un certain nombre de facteurs qui assurent la bonne marche de l'électrolyse et permettent son contrôle. Ainsi, un accroissement de température favorise la décharge des ions H^+ en diminuant la surtension ; une densité de courant élevée l'augmente mais les pertes par effet Joule croissent aussi ; certaines impuretés (le cuivre, par exemple) la réduisent et sont nuisibles.

Le dépôt de zinc est favorisé par la présence de *substances colloïdales* qui assurent un aspect lisse et compact (en plus, elles élèvent la surtension des ions H^+). Au voisinage de la cathode, donc du dépôt, une forte concentration en ions Zn^{++} est nécessaire ; le bain est agité pour éviter un appauvrissement dans ces régions. Il convient de noter que les couches de zinc formées sont fréquemment enlevées afin d'éviter une trop grande redissolution du zinc dans le bain (en effet, il est attaqué par l'acide sulfurique). Sous l'action du courant, le bain s'appauvrit en sulfate de zinc et s'enrichit en acide sulfurique ; la solution est recyclée et elle sert à dissoudre du zinc (grâce à l'acide sulfurique qu'elle contient). L'opération conduit à un zinc blanchâtre de pureté voisine de 99,99 %. À froid, il est cassant, mais il se lamine à chaud. La plus grande partie de ce zinc est utilisée pour préparer des alliages et pour recouvrir des surfaces.

— *Procédé Anaconda.* — L'électrolyse est réalisée avec une faible densité de courant (3 A/dm^2). Les bacs sont montés en série et, dans chacun, la concentration en sulfate de zinc est constante (ce qui impose la vitesse de circulation). Le contenu du dernier bac est recyclé au début du processus (apport de minerai). Le refroidissement est assuré par une circulation d'eau froide (dans des serpentins en plomb). Les boues sont presque exclusivement constituées par du bioxyde de manganèse. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes : tension : 3,5 volts, rendement en courant : 90 %, température : 40 °C.

— *Procédé Tainton.* — La densité de courant est plus élevée (10 A/dm^2). Ainsi, la production d'acide sulfurique est plus grande et le minerai oxydé peut être directement attaqué par la solution (après séparation magnétique de la ferrite). Il faut une circulation plus importante d'électrolyte et un refroidissement plus énergique pour maintenir la température relativement basse (35 °C) qui est désirée. À cause de cette circulation rapide, l'électrolyte passe plusieurs fois dans la série de bacs avant épuisement. Les cellules sont placées en parallèle. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes : tension : 3,4 volts, rendement : 90 %. Les boues anodiques contiennent du bioxyde de manganèse.

Le procédé Tainton permet d'utiliser des minerais *plus riches en fer*. L'intérêt que confère à cette méthode l'utilisation de densités de courant plus grandes est atténué par les frais importants de refroidissement. En fait, les consommations globales en énergie sont pratiquement identiques dans les deux cas et le premier procédé est le plus utilisé.

9. PRÉPARATION DU CADMIUM

L'intérêt de cette préparation se justifie par les demandes croissantes de l'industrie pour ce métal aux qualités protectrices éminentes. Les conditions de l'obtention sont voisines de celles du zinc, à la différence près que, plus noble que celui-ci, il se dépose plus facilement (d'ailleurs dans la nature, il l'accompagne généralement). Les métaux, plus nobles que le cadmium, doivent être éliminés avant de passer à l'électrolyse. Après un traitement grossier, le minerai est attaqué par de l'acide sulfurique, puis par de la chaux avec un courant d'air, afin d'oxyder le fer qui précipite sous forme d'hydroxyde (en entraînant le cuivre et l'arsenic). Ensuite, la solution est traitée par du zinc pulvérisé et filtrée. La teneur en cadmium est voisine de 200 g/l ; elle contient aussi beaucoup de zinc (30 g/l) mais cela est sans importance puisque le cadmium est plus noble. Après épuisement, l'électrolyte sert à préparer une nouvelle solution.

Les anodes sont en plomb et les cathodes en aluminium. Exemple des conditions de fonctionnement : tension : 3,5 volts, densité de courant : 2,5 A/dm^2, rendement en courant : 88 %, température : 30 °C.

CHAPITRE XII
ÉLECTROLYSE DES SELS FONDUS

Cette opération est également connue sous le nom d'électrolyse *ignée*. Elle est réalisée à la température de fusion des sels suivant un processus qui présente beaucoup d'analogie avec l'électrolyse des sels dissous. Bien que le mécanisme de cette électrolyse ne soit pas encore parfaitement connu, il semble qu'à la dissociation en ions s'ajoute la formation de complexes plurimoléculaires. Cependant, à l'image des électrolytes classiques, il existe des sels fondus forts et faibles, c'est-à-dire fortement ou partiellement dissociés.

L'électrolyse peut être perturbée du fait que le métal libéré à la cathode se divise dans la masse fondue sous forme de très fines particules : il constitue un nuage ou brouillard métallique. Ce nuage diffuse vers l'anode où il peut réagir avec les produits de réaction anodique primaire. Ce nuage peut être considéré comme un état

colloïdal ; il se forme lorsque le métal est placé dans un bain constitué par un de ses sels en fusion et cela même en l'absence d'électrolyse. Parfois aussi, le nuage est une combinaison du métal avec le sel (ainsi, avec le plomb il se forme une combinaison Pb_n — $PbCl_2$). Les effets nuisibles peuvent être combattus en augmentant la distance entre les électrodes, mais il n'est pas possible de dépasser une certaine distance correspondant à une limite pour le rendement. Des additions peuvent empêcher plus ou moins complètement la formation de ces nuages : par exemple, du chlorure de potassium limite les risques de nuages dans l'électrolyse ignée du chlorure de potassium et le rendement en courant augmente.

Proportion de chlorure de potassium	Rendement en courant
0 %	0,92
2 %	0,93
5 %	0,95
12 %	0,97
44 %	0,98

L'électrolyse peut aussi être perturbée par l'effet anodique. L'anode s'entoure d'une enveloppe de gaz qui s'oppose à son mouillage par l'électrolyte : des petits arcs prennent naissance entre la masse fondue et l'anode, la résistance électrique augmente et l'intensité du courant diminue. Cet effet est surtout sensible avec de grandes densités de courant. Ces causes ne sont pas encore très bien déterminées : elles pourraient résulter de la présence d'impuretés ou d'une surchauffe locale de l'électrolyte.

Le tableau suivant indique des valeurs de tensions de décomposition pour quelques électrolytes fondus.

Électrolyte	Température en degrés Celsius	Tension en volts
Chlorure de lithium : LiCl	800	3,16
Chlorure de sodium : NaCl	820	3,15
Chlorure de potassium : KCl	800	3,1
Chlorure de brome : BrCl	800	2,8
Potasse : KOH	200	2,4
Chlorure de manganèse : $MgCl_2$	800	2,5
Chlorure de calcium : $CaCl_2$	800	3,2
Chlorure de zinc : $ZnCl_2$	400	1,9
Chlorure de plomb : $PbCl_2$	600	1,28

Les *lois de Faraday* s'appliquent aussi à l'électrolyse ignée. Parfois, il est difficile de le vérifier du fait des pertes nombreuses à température élevée : évaporation du métal, réactions secondaires, formation de *nuages métalliques*, oxydation du métal ayant diffusé en surface et qui se trouve au contact de l'air.

Le rendement en courant dépend aussi de la température, de l'intensité du courant et de la distance entre électrodes. Nous pouvons le vérifier à l'aide des tableaux suivants qui se rapportent à l'électrolyse ignée du chlorure de plomb ($PbCl_2$).

Température en degrés Celsius	Rendement en courant
540	0,96
600	0,92
800	0,66
900	0,38
956 (température d'ébullition)	0

Intensité du courant en ampères	Rendement en courant
2	0,95
1	0,92
0,5	0,89
0,1	0,72
0,05	0,44
0,01	0,1

Distance entre électrodes en millimètres	Rendement en courant
2,5	0,77
5	0,79
10	0,81
30	0,86

Le meilleur rendement est donc obtenu avec une température assez faible (540 °C), des électrodes éloignées et une grande intensité de courant.

1. OBTENTION DE L'ALUMINIUM

La préparation électrolytique industrielle de l'aluminium a été découverte par Héroult et Hall en 1886. Ce métal est obtenu par électrolyse de l'alumine dissoute dans la cryolithe fondue ; cela constitue encore la méthode universellement utilisée. La préparation de l'aluminium n'est pas possible à partir d'une solution aqueuse du fait de la tension d'électrodéposition trop négative du métal ; elle ne l'est pas davantage à partir d'un sel d'aluminium fondu : le chlorure d'aluminium a une conductance très faible.

1.1. Bain électrolytique. — Il a été nécessaire de choisir un solvant pour l'alumine (qui est un oxyde d'aluminium Al_2O_3). La cryolithe a été utilisée car ce corps présente de nombreux avantages : il est bon conducteur de l'électricité, sa tension de décomposition est supérieure à celle de l'alumine, il ne contient pas trop d'impuretés susceptibles de se déposer, il est inerte vis-à-vis des électrodes et des produits et son point de fusion n'est pas trop élevé. C'est un fluorure double de sodium et d'aluminium (3 NaF, AlF_3 ou Na_3 AlF_6) ; en général, il est obtenu synthétiquement par attaque d'aluminate de soude par de l'acide fluorhydrique.

$$Al_2O_3\,Na_2O + 4\,NaOH + 12\,HF \rightarrow 2\,[(3\,NaF, AlF_3) + 8\,H_2O]$$

Avec ce fluorure complexe, l'alumine donne un système entièrement miscible à l'état fondu. L'eutectique correspond à 10 % d'alumine ; il fond à 935 °C. Il est possible d'additionner au bain des composés tels le fluorure de calcium, le fluorure d'aluminium ou le fluorure de magnésium qui permettent d'abaisser la température de fusion.

L'alumine est retirée de la bauxite qui est un minerai d'alumine hydratée : Al_2O_3, 3 H_2O (gibbsite) ou Al_2O_3, H_2O (böhmite). Il peut contenir également de la silice, de l'oxyde de fer, de l'oxyde de titane. L'extraction de l'alumine se fait généralement selon le procédé Bayer dont les différentes phases sont les suivantes (fig. XII-1) :

— Attaque de la bauxite au moyen d'une solution de soude (250 g/l) en autoclave sous une pression de 30 bars ($3 . 10^6$ N/m^2). L'alumine est solubilisée sous forme d'aluminate tandis que le reste, insoluble (oxydes de fer et de titane non attaqués, silicoaluminate de soude provenant de la réaction de la soude et de la silice), constitue les « boues rouges » qui sont éliminées.

— Décantation et filtration.

— Décomposition de l'aluminate qui est refroidi vers 50 °C dans de gigantesques bacs (3 000 m^3). Le mécanisme chimique est celui d'une hydrolyse et est catalysé par la présence d'alumine hydratée Al_2O_3, 3 H_2O. C'est précisément sous cette forme que se trouve une grande proportion de l'alumine au bout de quelques heures.

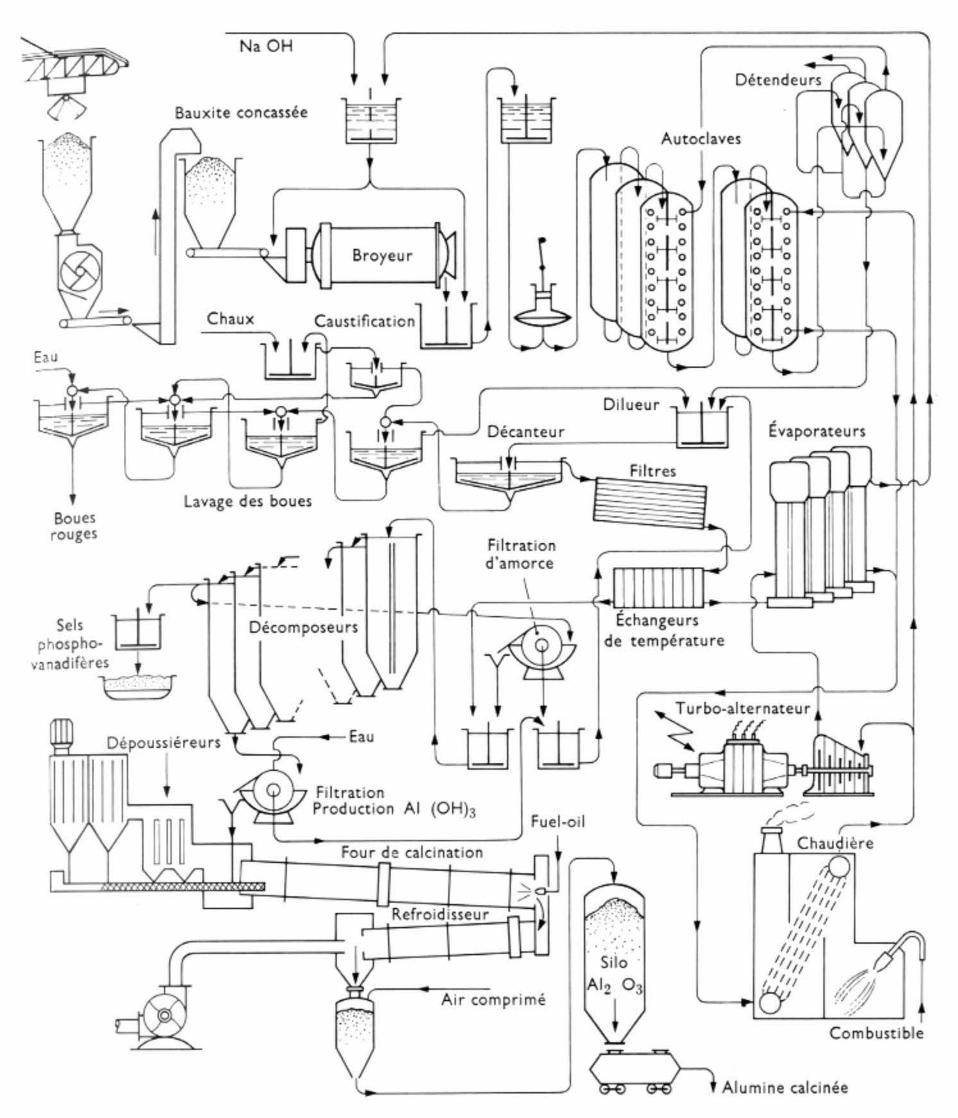


Fig. XII-1

Schéma de fabrication de l'alumine (*d'après l'Aluminium français*)



Fig. XII-2

Four à calciner l'alumine (*Aluminium Pechiney*)

— Séparation de l'hydrate : la suspension est filtrée sur un filtre rotatif afin d'isoler l'hydrate solide.

— Calcination : l'hydrate est calcinée vers 1 300 °C dans de grands fours (fig. XII-2) et le corps obtenu est l'alumine Al_2O_3 ou corindon. Pour recueillir 1 000 kg d'alumine, il faut : 2 500 kg de bauxite, 400 kg de lignite, 120 kg de fuel, 100 kg de soude caustique.

1.2. Mécanisme de l'électrolyse. — Les processus ne sont pas connus avec certitude. Déjà, il se pose un problème à propos des espèces ioniques présentes dans la solution : si des ions Na^+, AlO_2^- et AlF_4^- s'y trouvent certainement, en revanche il n'est pas possible d'être affirmatif en ce qui concerne les ions F^-, AlO^+, O^{2-}, AlF_6^{3-}, Al^{3+}, $AlOF_2^-$. Il est possible d'imaginer que les ions aluminium Al^{3+} se forment à partir d'ions (AlO_2^- et AlF_4^-) et aussi de composés non dissociés (comme AlF_3, Al_2O_3). La neutralisation des ions aluminium Al^{3+} se produit au niveau de la cathode et il se forme de l'aluminium (métal). Ce processus *cathodique primaire* peut également être représenté par les équations chimiques suivantes :

$$3\,Na^+ + AlF_3 + 3\,e^- \rightarrow Al + 3\,NaF$$

ou par :

$$3\,Na^+ + Al_2O_3 + 3\,e^- \rightarrow Al + Na_3AlO_3$$

Il y a risque de formation d'un nuage métallique. En ce qui concerne le processus anodique, le problème n'est pas plus simple. Il est possible d'éliminer la décharge des ions fluor F^- (qui se traduirait par un dégagement de fluor jamais décelé) et celle des ions oxygène O^{2-}. Il semble plutôt que ce soient les anions AlO_3^{3-} et AlO_2^- qui sont neutralisés et qui sont la cause d'un dégagement d'oxygène.

$$4\,AlO_2^- \rightarrow 2Al_2O_3 + \overset{\nearrow}{O_2} + 4\,e^-$$

$$12\,F^- + 2\,Al_2O_3 \rightarrow 4\,AlF_3 + 3\overset{\nearrow}{O_2} + 12\,e^-$$

En résumé : la réaction globale correspond à l'équation chimique suivante :

$$Al_2O_3 \rightarrow 2\,Al^{3+} + 3\,O^{2-}$$

— À la fusion du bain, il y a dissociation de la cryolithe

$$3\,NaF,\ AlF_3 \rightarrow 2\,(Na^+F^-) + Na^+\,(AlF_4)^-$$

et réaction avec l'alumine :

$$Al_2O_3 + 2\,(Na^+F^-) \rightarrow NaAlO_2 + NaAlOF_2$$

— À la cathode, il se forme de l'aluminium qui se rassemble au fond de la cuve :

$$2\,[Na^+\,(AlF_4)^-] + 6\,Na^+ + 6\,e^- \rightarrow 8\,(Na^+F^-) + 2A$$

— À l'anode, il se dégage de l'oxygène qui réagit avec le graphite de l'anode :

$$6\,NaAlOF_2 + 12\,F^- \rightarrow 6\,NaAlF_4 + 12\,e^- + 3\,\overset{\nearrow}{O_2}$$

Il se dégage du gaz carbonique (CO_2) et de l'oxyde de carbone ($CO_2 + C \rightarrow 2\,CO$).

La réaction globale correspond à l'équation chimique suivante :

$$Al_2O_3 \rightarrow 2Al^{3+} + 3\,O^{2-}$$

bien que vraisemblablement les réactions primaires soient le fait des ions sodium Na^+ et fluor F^-.

1.3. Réalisation. — L'électrolyse est réalisée dans une cuve métallique garnie de charbon ; celle-ci est disposée au-dessus de plusieurs rangées de briques réfractaires isolantes (fig. XII-3).

L'électrolyte est constitué de *cryolithe additionnée de 7 % d'alumine* au maximum ; si la teneur en alumine est supérieure à cette valeur, le bain peut devenir trop pâteux. Au fur et à mesure que l'électrolyse se déroule, la concentration en alumine diminue et il apparaît un risque d'effet anodique et de dégagement de fluor à l'anode. Quand la concentration atteint 1 %, il devient nécessaire d'ajouter de l'alumine : celle-ci est broyée assez finement pour rester en suspension dans le bain et s'y dissoudre avant d'atteindre la couche d'aluminium fondu qui tapisse le fond de la cuve.

Le bain est légèrement *acide ;* cela contribue à l'abaissement de la température de fusion. Le pH est maintenu entre des limites désirées grâce à des additions de fluorure d'aluminium AlF_3 ou de fluorure de sodium NaF.

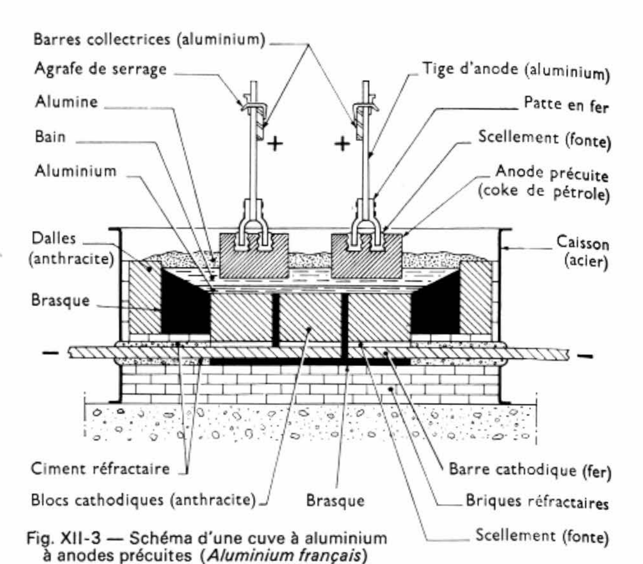


Fig. XII-3 — Schéma d'une cuve à aluminium à anodes précuites (*Aluminium français*)

La cathode est constituée par les blocs de *graphite* placés au fond de la cuve. Le graphite utilisé peut contenir une plus grande proportion d'impuretés que celui servant aux anodes car c'est l'aluminium fondu (déposé sur le fond du bac) qui constitue la cathode. Lors de la mise en fonctionnement, une certaine quantité d'aluminium est introduite dans la cellule afin d'en tapisser le fond. L'arrivée de courant à la cathode est assurée par des barres cathodiques en fer, scellées à la base des blocs cathodiques.

Les anodes sont en graphite ; à 950 °C, au contact de l'oxygène, elles sont attaquées et il se forme du gaz carbonique et de l'oxyde de carbone, gaz qui ne souillent pas l'électrolyte ou l'aluminium car ils sont immédiatement captés. Le graphite doit être très pur et avoir un résidu en cendres très faible. Il faut également que les anodes possèdent une grande résistance à l'effritement pour éviter des courts-circuits entre les anodes et les parois reliées entre elles par des fragments d'anode. La plupart des anodes précuites sont fabriquées à l'aide de coke de pétrole séché au four tournant et calciné à 1 400 °C. Il est ensuite concassé, broyé et mélangé dans des malaxeurs avec du brai sec porté à une température de 150 °C. La pâte est moulée pour donner des électrodes qui sont cuites à 1 200 °C selon un cycle précis, pendant trois semaines.

Les anodes à autocuisson (Söderberg) sont formées durant l'électrolyse elle-même (fig. XII-4). Dans ce cas,

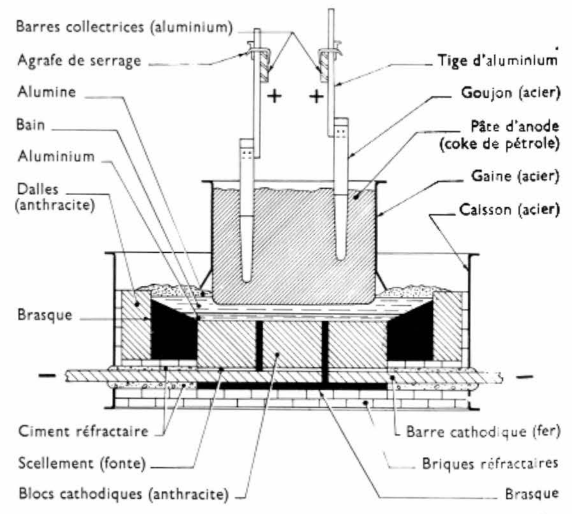


Fig. XII-4 — Schéma d'une cuve à aluminium à anode continue Söderberg (*Aluminium français*)

la pâte crue carbone-brai est placée dans une gaine métallique. La cuisson se fait dans la partie inférieure de l'anode, à la fois grâce au rayonnement du bain liquide et grâce à l'effet Joule dû au passage du courant électrique. Au fur et à mesure qu'il faut descendre l'anode pour compenser l'usure, la pâte crue est introduite à la partie supérieure.

La tension minimale nécessaire pour l'électrolyse est de 1,05 volt; en fait, la tension de fonctionnement est largement supérieure puisqu'elle atteint *4 à 5 volts*. L'énergie électrique sert à maintenir la *température* de fonctionnement et à compenser les pertes de chaleur dues au rayonnement ou à l'addition de produits froids. Les densités de courant sont voisines de 250 A/dm^2 à la cathode et de 100 A/dm^2 à l'anode; celle-ci est plus faible afin d'éviter une surchauffe locale et surtout afin de réduire la consommation de graphite. Les intensités de fonctionnement n'ont cessé de croître et atteignent des centaines de milliers d'ampères actuellement. Ces courants intenses engendrent des champs magnétiques importants qui peuvent provoquer des déformations importantes à l'interface bain-aluminium fondu, afin de les maîtriser, il est nécessaire de pouvoir régler la distance anode-cathode et de la maintenir constante (voisine de 5 cm).

L'aluminium obtenu est un métal pur à 99,5 % et parfois 99,9 %.

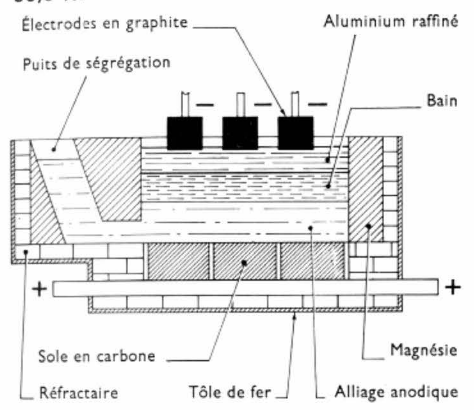


Fig. XII-5 — Schéma d'une cuve à raffinage électrolytique (*Aluminium français*)

Série de cuves d'électrolyse (*Aluminium français*)

2. RAFFINAGE ÉLECTROLYTIQUE DE L'ALUMINIUM

L'aluminium obtenu par électrolyse contient encore des impuretés comme le fer (0,35 %) et le silicium (0,1 %). Un procédé de raffinage électrolytique, mis au point en France en 1932, permet d'atteindre 99,99 %. Ce procédé est semblable au raffinage d'un métal en solution aqueuse (fig. XII-5). La cuve, à parois isolantes, contient trois couches superposées:

— au fond: un alliage anodique aluminium-cuivre.

— au milieu: un *bain* chlorofluoré avec un sel de baryum (2 AlF_3, 3 NaF 40 %, $BaCl_2$ 60 %).

— au-dessus: *l'aluminium fondu* à raffiner.

La séparation résulte des différences des masses volumiques. Le mécanisme est simple: par passage du courant, l'aluminium de l'anode soluble se décharge à la cathode; le chlore formé attaque les métaux électropositifs (sodium, magnésium) qui restent à l'état de chlorures dans le bain. Ainsi, seul l'aluminium parvient au niveau supérieur où il peut être récupéré avec des louches en graphite. Une décharge des ions sodium Na^- est inévitable, mais le sodium remonte à la surface et est immédiatement oxydé. Le sodium perdu doit être réintroduit.

La cuve fonctionne sous 6 volts à une température de 750 °C. L'intensité du courant peut atteindre une dizaine de milliers d'ampères.

Pour produire une tonne d'aluminium raffiné, il faut: 18 000 kWh, 1 030 kg d'aluminium, 5,7 kg de cuivre, 65 kg de bain électrolytique, 18 kg d'électrode en graphite.

3. OBTENTION DU MAGNÉSIUM

Le métal est très répandu sous forme de dolomie, carbonate double de magnésium et de calcium, de carnallite, chlorure double de magnésium et de potassium, de giobertite, carbonate de magnésium.

Le magnésium est préparé par électrolyse du *chlorure* de magnésium fondu. Le sulfate réagit avec le métal:

$$Mg + MgSO_4 \rightarrow 2\,MgO + SO_2$$

Le bain est composé de *chlorure de magnésium anhydre* additionné de chlorure de sodium pour abaisser le point de fusion et augmenter la conductance. Le chlorure de magnésium anhydre peut être obtenu:

— par *voie sèche:* la matière première calcinée est transformée en oxyde de magnésium qui est ensuite traité par du charbon et du chlore:

$$MgO + C + Cl_2 \rightarrow CO + \underbrace{MgCl_2}_{\text{chlorure anhydre}}$$

— par *voie humide:* par dissolution et cristallisation fractionnée du minerai, il se forme de l'hexahydrate de chlorure de magnésium qu'il faut ensuite déshydrater. Les corps doivent être purs et surtout ils doivent contenir le moins possible d'eau. Une partie de l'eau apportée par le chlorure est décomposée par le courant électrique et le reste réagit sur le magnésium et également sur le chlorure:

$$Mg + H_2O \rightarrow MgO + H_2$$
$$MgCl_2 + H_2O \rightarrow Mg(OH)Cl + HCl$$
$$MgCl_2 + H_2O \rightarrow MgO + 2\,HCl$$

Les composés résultant de ces réactions n'interviennent pas dans l'électrolyse mais l'oxyde MgO est très gênant, car il recouvre les gouttelettes de magnésium d'une fine couche pulvérulente et, de ce fait, inhibe leur agrégation. Parmi les autres impuretés, citons le fer qui souille le magnésium.

Durant l'électrolyse, les ions magnésium Mg^{++} se déchargent à la cathode et il se forme du magnésium; à l'anode les ions chlore Cl^- sont neutralisés et du chlore se dégage (pas de réaction secondaire).

Le magnésium obtenu est très pur (magnésium à 99,9 % et même parfois plus). Grâce à des dosages convenables, le bain a une masse volumique supérieure à celle du magnésium fondu: celui-ci flotte en surface où il est recueilli et ne se mélange pas à l'oxyde qui tombe au fond. Pour que la pureté du magnésium soit encore meilleure,

il est possible de lui faire subir une sublimation sous pression réduite à la température de 650 °C.

La tension de fonctionnement est de 6 volts; elle est bien supérieure à la tension de décomposition du chlorure de magnésium (2,5 volts) car l'énergie électrique apportée sert à maintenir la température du bain vers 750 °C. Les densités de courant sont égales à 500 A/dm² pour l'anode et de 100 A/dm² pour la cathode. Le rendement en courant est de 80 % et la consommation atteint 20 kWh/kg.

Les cuves (fig. XII-6) sont gainées avec un matériau réfractaire; les cathodes sont en fer et les anodes en graphite.

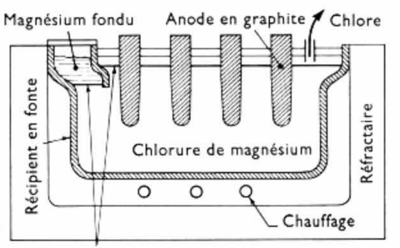


Fig. XII-6

Cellule Dow pour la production de magnésium

4. ÉLECTROMÉTALLURGIE DES CARBURES ET DES FERRO-ALLIAGES

4.1. Production du carbure de calcium. — Le carbure de calcium fut isolé par Moissan en 1892 lors de ses tentatives infructueuses en vue de la synthèse du diamant. Il est obtenu en réduisant de la chaux vive au moyen de carbone:

$$CaO + 3\,C \underset{2}{\overset{1}{\rightleftharpoons}} \underbrace{CaC_2}_{\text{carbure de calcium}} + \underbrace{CO}_{\text{oxyde de carbone}}$$

Cette réaction, endothermique dans le sens 1, est réalisée dans des *fours électriques* (fig. XII-7) à partir de produits de bonne pureté (sans phosphore, sans soufre). Pour les fours qui fonctionnent en continu, la coulée du carbure de calcium se fait périodiquement; il est nécessaire d'éviter alors toute source d'humidité, car l'eau réagit avec le carbure de calcium et il se forme de l'*acétylène* selon la réaction:

$$C_2Ca + H_2O \rightarrow C_2H_2 + CaO$$

C'est un carbure de calcium pur à 85 % qui peut être obtenu par ce moyen. La production d'une tonne de carbure nécessite une énergie de 3 000 kWh.

4.2. Production de cyanamide calcique. — La cyanamide calcique s'obtient par action de l'azote sur le carbure de calcium:

$$C_2Ca + N_2 \rightleftharpoons CN_2Ca + C \quad (+ 80 \text{ kcal})$$

Un courant d'azote est envoyé sur du carbure pulvérisé, chauffé dans un four électrique à 1 000 °C (fig. XII-8). La réaction est très exothermique et la température se maintient à la valeur désirée lorsque la réaction est amorcée. La cyanamide calcique obtenue contient 22 % d'azote. Elle est utilisée pour la fabrication de l'urée, de l'ammoniac, de certains engrais, etc.

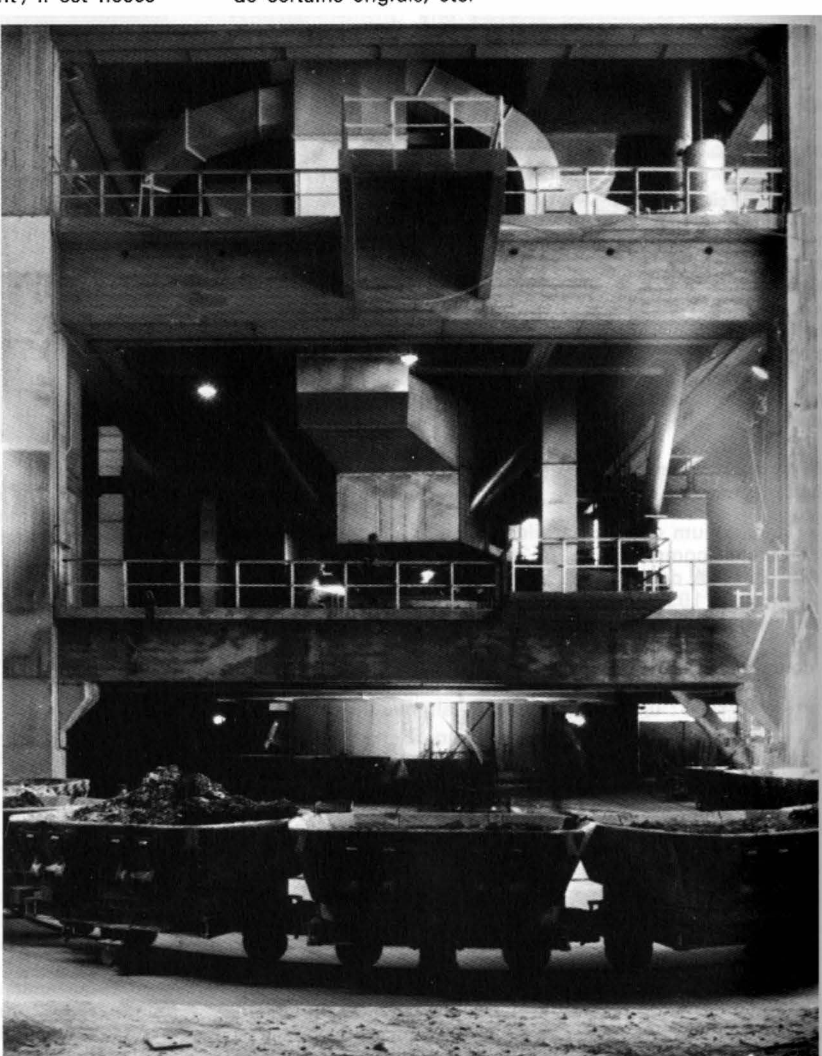


Fig. XII-7

Four à carbure de calcium de 30 000 kVA aux clavaux (Isère) (*Compagnie universelle d'acétylène et d'électrométallurgie*)

Équation chimique correspondant à la fabrication de l'ammoniac à partir de la cyanamide calcique:

$$CN_2Ca + 3H_2O \rightarrow CO_3Ca + 2\,NH_3 \nearrow$$
$$CN_2Ca + CO_2 + H_2O \rightarrow \underbrace{CN_2H_2} + CO_3Ca$$
$$\downarrow + H_2O$$
$$CO(NH_2)_2$$
$$\downarrow$$
plastiques (aminoplastes)

4.3. Production des carbures métalliques. — Le plus courant est le carbure de silicium (SiC) ou carborundum intéressant notamment pour ses propriétés abrasives. Ce corps est obtenu par réduction de la silice au four électrique. Diverses réactions sont également possibles à la température élevée à laquelle les corps sont portés:

$$\begin{cases} SiO_2 + C \rightarrow SiO + CO \\ SiO + C \rightarrow Si + CO \\ SiO + 2\,C \rightarrow SiC + CO \\ Si + C \rightarrow SiC \end{cases}$$

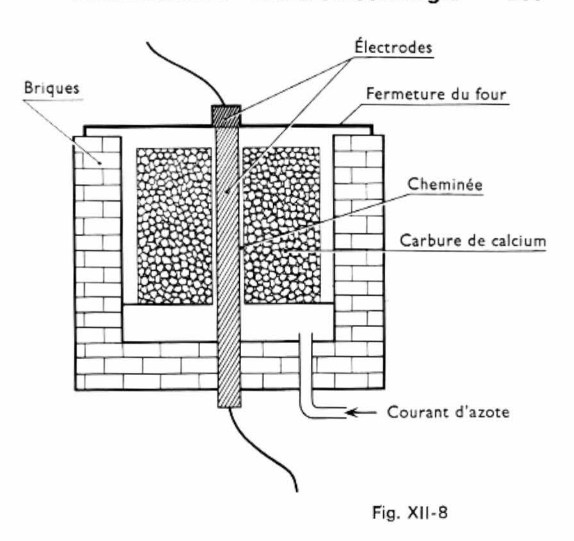


Fig. XII-8

CHAPITRE XIII
ÉLECTROCHIMIE DES GAZ

Une tension électrique appliquée à une couche de gaz donne naissance à un courant électrique quand cette couche contient des *ions* ou des électrons *libres*.

Le tableau suivant indique les valeurs de l'énergie d'ionisation de quelques corps à l'état gazeux.

Substance		Énergie en électronvolts
Sodium	Na	5,1
Baryum	Ba	5,2
Zinc	Zn	6,3
Benzène	C_6H_6	9,2
Éthylène	C_2H_4	10,5
Acétylène	C_2H_2	11,8
Oxygène	O_2	12,2
Vapeur d'eau	H_2O	12,6
Méthane	CH_4	13
Chlore	Cl_2	13,2
Gaz carbonique	CO_2	13,7
Oxyde de carbone	CO	14,1
Hydrogène	H_2	15,8
Azote	N_2	16,5
Hélium	He	24,5

$1\ eV = 1{,}602.10^{-19}\ J.$

En fait, tout système gazeux manifeste une certaine conductance due à la présence de charges engendrées lors du passage des rayons cosmiques. Trois parties peuvent être distinguées dans la courbe représentant la variation de l'intensité du courant en fonction du champ électrique appliqué entre deux électrodes dans un système gazeux (fig. XIII-1). Dans un premier temps, l'intensité du courant

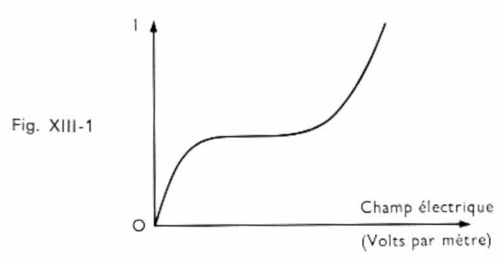


Fig. XIII-1

croît proportionnellement au champ électrique entre les électrodes. Dans un second temps, la courbe présente un palier: c'est l'intensité du courant de saturation (le nombre de particules est constant). Ensuite, l'intensité du courant augmente rapidement car l'énergie des particules est supérieure à l'énergie d'ionisation et, au cours des collisions, d'autres particules sont ionisées (décharge dans les gaz, étincelles, arc) (V. t. 1, Électronique, chap. 4).

Des *réactions chimiques peuvent être obtenues lors de décharges dans les gaz*. Il est possible de classer ces réactions en deux catégories:

— Celles qui sont dues simplement à la *température élevée* du milieu réactionnel et qui ne dépendent donc pas directement des facteurs électriques.

— Celles qui dépendent des *facteurs* affectant la décharge *électrique*. Dans ce cas, les produits qui interviennent dans les réactions chimiques sont des ions, des *radicaux libres ou des atomes*. Ces réactions possèdent un caractère électrochimique réel comme il sera facile de le voir à l'aide des deux exemples que nous allons présenter.

1. OBTENTION D'OZONE

En produisant de petites décharges électriques, appelées *effluves électriques*, dans de l'oxygène, il se forme de l'ozone. Le gaz passe entre deux électrodes soumises à une tension alternative dont la valeur de crête peut être comprise entre 1 000 et 25 000 V et la fréquence entre 50 et 1 000 hertz (fig. XIII-2). Un grand nombre de minuscules étincelles prennent naissance dans la masse gazeuse. La densité de courant peut atteindre 10 A/dm².

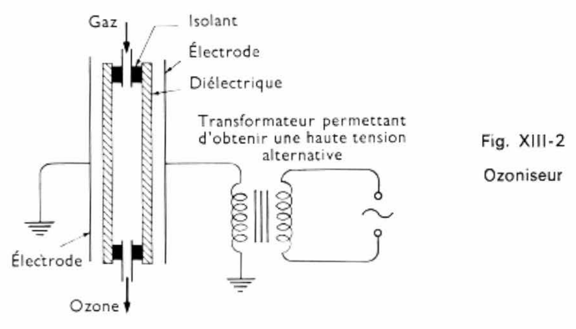


Fig. XIII-2
Ozoniseur

La réaction qui se produit peut être représentée par l'équation chimique suivante:

$$3\,O_2 \rightarrow 2\,O_3\ (-142\ kJ)$$
réaction endothermique

La décharge entraîne la formation d'oxygène atomique O, et de divers ions oxygène O_2^+, O^+, O_2^-, O^-. Diverses réactions sont ensuite possible :

$$\begin{cases} O_2 + O \rightarrow O_3 \\ O_2^+ + O^- \rightarrow O_3 \\ O_2^- + O^+ \rightarrow O_3 \\ 3\,O \rightarrow O_3 \end{cases}$$

Cette méthode est la seule utilisée par l'industrie pour obtenir de l'ozone. Le rendement énergétique est faible (25 %) : une énergie de 1 kWh est nécessaire pour recueillir 300 grammes d'ozone.

2. OBTENTION D'HYDRAZINE

Lorsqu'une décharge électrique est réalisée dans de l'ammoniac (NH_3), deux *radicaux* NH_2— prennent naissance.

$$NH_3 \rightarrow NH_2— + H$$

Lorsque ces radicaux s'unissent, il se forme de l'hydrazine :

$$2\,NH_2— \rightarrow N_2H_4$$

Ce corps est notamment utilisé dans les piles à combustible (V. t. 1, Autres sources d'énergie électrique).

ÉCLAIRAGE ÉLECTRIQUE

CHAPITRE PREMIER

ÉTUDE PHYSIQUE DE LA LUMIÈRE GRANDEURS PHOTOMÉTRIQUES

1. NATURE DE LA LUMIÈRE

Rappelons brièvement ce qu'il faut savoir de la lumière avant d'aborder l'étude de sa production et de ses applications (V. t. 1, Optique, chap. 4).

1.1. Théorie électromagnétique. — Les travaux de Maxwell (1869) et les expériences de Hertz ont montré qu'un rayonnement lumineux est le résultat de la propagation d'*ondes électromagnétiques* (association d'un champ

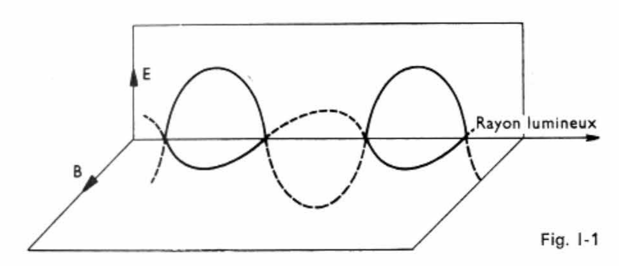


Fig. I-1

électrique $\vec{E}$ et d'un champ magnétique $\vec{B}$ sinusoïdaux, rectangulaires et en phase ; fig. I-1). La vitesse de propagation c de l'onde est égale à 300 000 km/s. L'onde peut être caractérisée par sa fréquence f ou par sa longueur d'onde λ :

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

1.2. Théorie des quanta. Photons. — Certains phénomènes (lois du rayonnement par incandescence, phénomènes photoélectriques) obligent à admettre que la lumière est formée de grains possédant tous une même quantité d'énergie proportionnelle à la fréquence. À ces grains d'énergie, Einstein a donné le nom de *photons*. C'est la théorie des quanta de Planck (1900).

Une synthèse est apparue nécessaire. Elle a été faite en 1927 par L. de Broglie et Schrœdinger sous le nom de mécanique ondulatoire. Elle montre que la théorie des ondulations et celle des quanta ne sont pas inconciliables. Suivant les phénomènes étudiés, c'est l'aspect ondulatoire ou l'aspect corpusculaire qui prédomine. Dans l'étude qui suit, nous considérerons l'aspect ondulatoire.

2. RAYONNEMENT

Tout centre d'émission d'ondes électromagnétiques rayonne de l'énergie à travers l'espace ; les longueurs d'onde sont comprises entre plusieurs kilomètres (radiotransmissions) et quelques millionièmes de micromètres (rayons gamma). C'est ce qui apparaît sur la figure I-2 où les longueurs d'onde des différentes radiations sont classées en tenant compte de leurs propriétés principales.

Seuls les rayonnements dont les longueurs d'onde sont comprises entre 0,38 μm et 0,76 μm excitent la rétine de l'œil : ce sont les rayonnements *visibles*. Toutes les autres sont *invisibles*.

3. LIMITATION SPATIALE D'UN RAYONNEMENT

Devant une source lumineuse S interposons trois écrans E_1, E_2, E_3 (fig. I-3) dont seuls les deux premiers E_1 et E_2 sont percés d'un trou. Si nous négligeons les phénomènes de diffraction, l'écran E_3 ne reçoit qu'une fraction (étalée sur une petite surface) du flux énergétique total émis par la source S. Si les deux trous sont très petits il en est de même de la surface : elle reçoit une fraction du rayonnement et la droite qui joint les deux trous est un *rayon énergétique*.

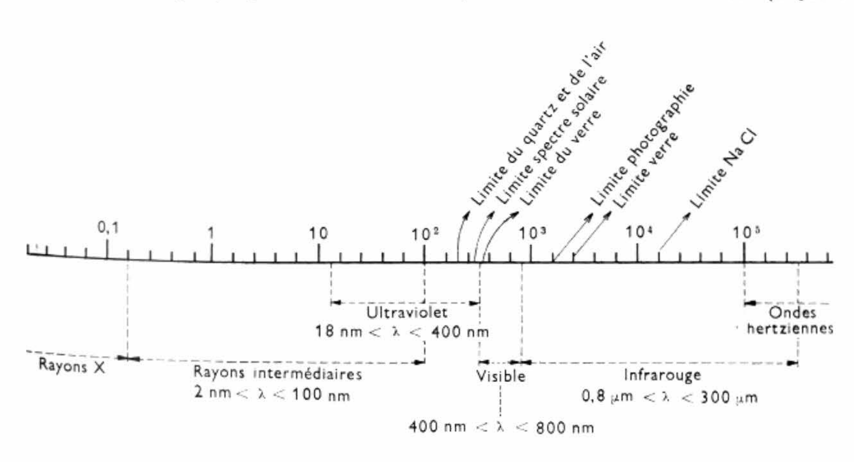


Fig. I-2 — L'échelle des longueurs d'onde est logarithmique

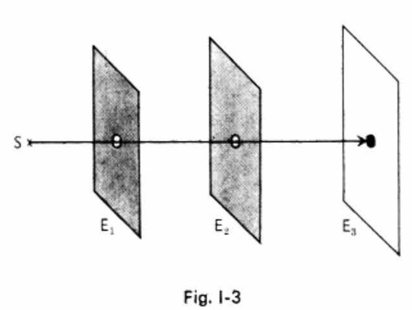


Fig. I-3

4. CARACTÉRISTIQUES ÉNERGÉTIQUES ET VISUELLES D'UN RAYONNEMENT

Tout rayonnement électromagnétique constitue un transport d'énergie qui peut toujours être transformée en chaleur. Il ne faut donc pas diviser les rayonnements en rayonnements lumineux et en rayonnements calorifiques : ils sont *tous calorifiques* et, lorsqu'ils sont absorbés par un corps, la température de celui-ci s'élève.

4.1. Flux énergétique. — La mesure de l'élévation de température d'un corps qui absorbe *entièrement* un rayonnement permet de connaître l'énergie transportée par *unité de temps* dans un faisceau déterminé. C'est ce qu'on appelle le **flux d'énergie** du faisceau considéré. Comme une puissance, il s'exprime en *watts*.

Quand le rayonnement est *complexe*, c'est-à-dire formé de rayonnements de différentes longueurs d'onde, il est important de distinguer les flux énergétiques correspondant à différents intervalles de longueurs d'onde. Il faut alors définir le flux énergétique par unité de longueur d'onde ou **radiance spectrale.** C'est le quotient $\frac{d\Phi}{d\lambda}$ de la portion $d\Phi$ de flux total relative aux rayonnements dont la longueur d'onde est comprise entre λ et $(\lambda + d\lambda)$.

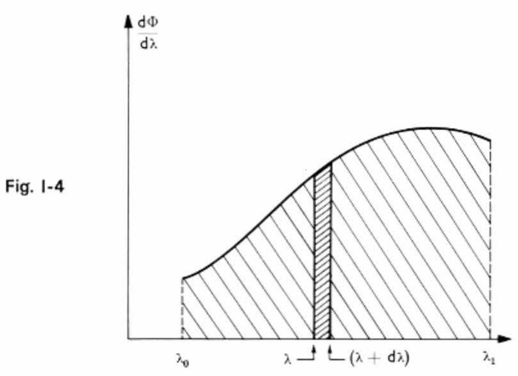


Fig. I-4

Le *graphe spectral d'énergie* (fig. I-4) donne la variation de la radiance spectrale en fonction de λ et montre comment se répartit le flux énergétique de ce rayonnement suivant les longueurs d'onde.

4.2. Efficacité lumineuse. — Ce qui importe pour l'éclairage, c'est évidemment l'effet *lumineux* des rayonnements et non l'énergie qu'ils transportent ; des rayonnements infrarouges et ultraviolets, transportant un grand flux énergétique, n'offrent pas d'intérêt direct pour l'éclairage puisqu'ils ne sont pas visibles. De plus, pour les rayonnements visibles, la *sensibilité de l'œil* varie avec la longueur d'onde. Elle présente un maximum lorsque la longueur d'onde est voisine de 0,555 µm ; elle décroît vers le violet et vers le rouge (fig. I-5).

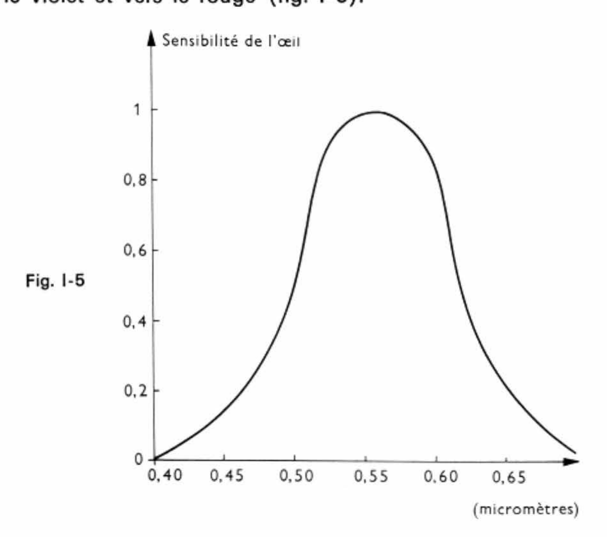


Fig. I-5

Pour exprimer l'effet *lumineux* d'un rayonnement visible au moyen d'un nombre, on a défini une grandeur appelée *flux lumineux*, numériquement égale au produit du flux énergétique que transporte le rayonnement et d'un coefficient K_λ fonction de la longueur d'onde.

$$\text{Flux lumineux} = \text{flux énergétique} \times K_\lambda$$

ou :

$$F_\lambda = \Phi_\lambda \cdot K_\lambda$$

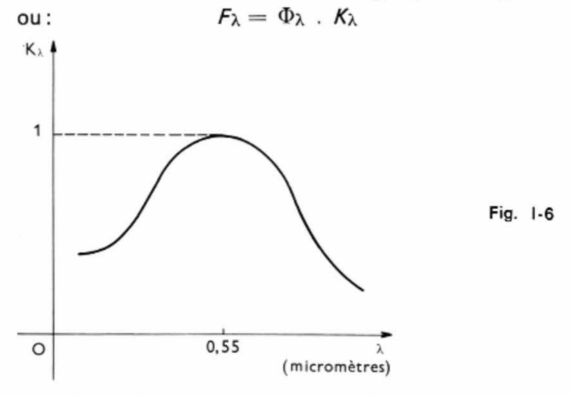


Fig. I-6

La figure I-6 donne la variation de K_λ en fonction de la longueur d'onde ; K_λ est appelé *efficacité lumineuse* du rayonnement de longueur d'onde λ. On a donné la valeur 1 au maximum de K_λ.

4.3. Intensité lumineuse d'une source ponctuelle dans une direction donnée. — Considérons une source réduite à un point O (fig. I-7) et un angle solide $d\,\Omega$ ayant O pour sommet et dont l'axe a pour direction OA (V. t. 1, Mathématiques, chap. 21). Dans cet angle solide passe une portion dF du flux lumineux total.

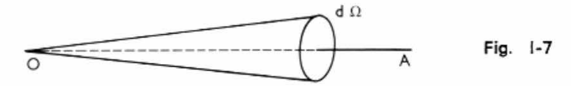


Fig. I-7

Si l'angle solide diminue de façon à se réduire à la droite OA, la valeur limite prise par le rapport $\frac{dF}{d\Omega}$ est appelée *intensité lumineuse dans la direction OA*.

$$I = \frac{dF}{d\Omega} = \frac{\text{portion de flux lumineux dans l'angle solide}}{\text{valeur de l'angle solide}}$$

4.4. Quantité de lumière. — En technique de l'éclairage, il est parfois utile de considérer le produit du flux lumineux reçu et du temps pendant lequel il a été fourni. Cette grandeur Q_1 est appelée *quantité de lumière*. Si le flux F varie en fonction du temps, elle s'exprime par l'intégrale suivante :

$$Q_1 = \int_0^t F dt$$

5. GRANDEURS PHOTOMÉTRIQUES. UNITÉS

Les grandeurs photométriques sont celles qui peuvent être mesurées dans les systèmes d'éclairage. Nous les définirons en même temps que leurs unités.

5.1. Base du système d'unités photométriques. — Entre les grandeurs photométriques il existe des relations telles que, si nous définissons l'unité de l'une d'elles, les unités de toutes les autres s'en déduisent.

Le flux énergétique Φ_λ d'un rayonnement de longueur d'onde λ est évidemment mesurable : il suffit de le faire absorber entièrement par un corps (corps noir) et de mesurer l'élévation de température de celui-ci (ce flux s'exprime en watts). À partir de la relation entre flux lumineux et flux énergétique :

$$F_\lambda = \Phi_\lambda . K_\lambda$$

nous pouvons définir ensuite l'unité de flux lumineux (si nous connaissons K_λ) et ainsi de suite. Cependant, comme la mesure d'un flux énergétique n'est ni facile ni immé-

diate, il a semblé plus simple de définir arbitrairement l'unité d'une des grandeurs photométriques, précisément *l'intensité lumineuse*, et d'en déduire toutes les autres.

5.2. Unité d'intensité lumineuse : la candela. — Par un décret en date du 28 février 1948, confirmé par un décret du 3 mai 1961 (définissant les unités légales du système international SI), il a été décidé d'utiliser les propriétés du radiateur intégral ou **corps noir** et de définir l'unité d'intensité lumineuse ou **candela** de la façon suivante.

Une candela (symbole : cd) est l'intensité lumineuse dans une direction déterminée, d'une ouverture perpendiculaire à cette direction, ayant une aire de $\frac{1}{60}$ *de centimètre carré et rayonnant comme un radiateur intégral (corps noir) porté à la température de solidification du platine (2 060 K).*

Le corps noir pris pour référence est constitué par un petit tube de *thorine* (oxyde de thorium) fondue, broyée et agglomérée (fig. I-8) à l'aide d'une solution de chlorure

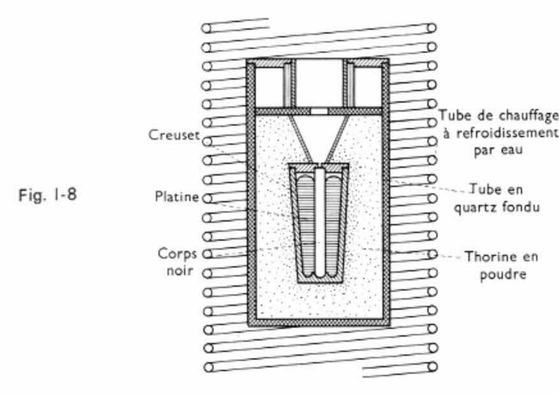


Fig. I-8

de thorine. Ce tube plonge dans un bain de platine pur contenu dans un creuset calorifugé au moyen de thorine en poudre. L'ensemble est placé dans un tube en quartz fondu. Le couvercle du creuset est percé d'un trou de 1,3 mm de diamètre. Autour du tube de quartz se trouve un élément chauffant constitué par un tube de cuivre ; cela permet de le refroidir par circulation d'eau. La puissance utilisée pour le chauffage est d'environ 3 kW.

Avant 1961, la candela était désignée sous le nom de *bougie nouvelle*.

Remarque : intensité moyenne sphérique. — Une source, dont l'intensité lumineuse I est la même dans toutes les directions, émet un flux dF dans l'angle solide $d\Omega$:

$$dF = I d\Omega$$

Tout autour d'elle, c'est-à-dire dans l'angle solide total qui est égal à 4π, elle émet un flux lumineux F :

$$F = \int_0^{4\pi} I d\Omega = I \int_0^{4\pi} d\Omega = 4\pi I$$

Donc, l'intensité lumineuse I dans une direction est égale à :

$$I = \frac{F}{4\pi}$$

Si l'intensité lumineuse de la source n'est pas la même dans toutes les directions, le rapport $\frac{F}{4\pi}$ représente une valeur moyenne de l'intensité lumineuse dite *intensité moyenne sphérique* de la source.

5.3. Unité de flux lumineux : le lumen. — Le flux lumineux s'exprime en fonction de l'intensité lumineuse au moyen de la relation suivante :

$$dF = I d\Omega$$

L'unité de flux lumineux ou **lumen** (symbole : lm) *est le flux lumineux émis dans l'angle solide unité (1 stéradian) par une source ponctuelle uniforme placée au sommet de l'angle solide et ayant une intensité lumineuse de 1 candela.*

C'est aussi bien le flux lumineux qui traverse une surface de 1 m² découpée dans une sphère de 1 m de rayon au

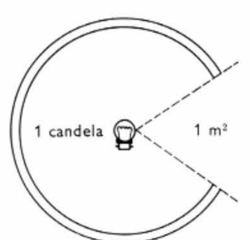


Fig. I-9

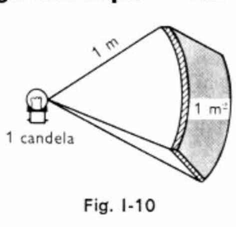


Fig. I-10

centre de laquelle est placée une source dont l'intensité lumineuse est 1 candela dans toutes les directions (fig. I-9).

5.4. Unité d'éclairement : le lux. — L'éclairage obtenu avec un flux lumineux déterminé dépend de la surface sur laquelle celui-ci se répartit. Il est donc nécessaire de définir une sorte de *densité de flux reçu* par une surface : c'est *l'éclairement*.

L'éclairement en un point d'une surface est numériquement égal au quotient du flux lumineux dF tombant sur un élément infiniment petit de surface entourant le point considéré et de l'aire dS de cet élément :

$$E = \frac{dF}{dS}$$

L'unité d'éclairement est le *lux* (symbole : lx). C'est *l'éclairement d'une surface d'un mètre carré recevant normalement un flux d'un lumen uniformément réparti* (fig. I-10).

— *Relation entre l'éclairement d'une surface et l'intensité de la source.* — L'intensité lumineuse dans une direction *OA* (V. § 4.4) est donnée par la relation suivante :

$$I = \frac{dF}{d\Omega}$$

(dF désignant le flux lumineux dans l'angle solide $d\Omega$) et l'éclairement E de la surface dS' est égal à (fig. I-11) :

$$E = \frac{dF}{dS'}$$

ou :

$$E = \frac{I d\Omega}{dS'}$$

Comme l'angle solide $d\Omega$ est donné en fonction de dS' par l'égalité suivante (V. t. 1, Mathématiques, chap. 21) :

$$d\Omega = \frac{dS' \cos\theta}{r^2}$$

nous déduisons facilement la relation entre E et I :

$$E = \frac{I \cos\theta}{r^2}$$

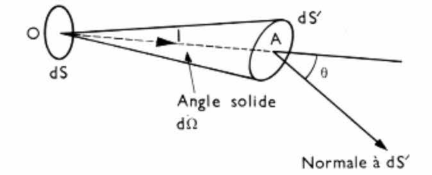


Fig. I-11

5.5. Unité de quantité d'éclairement. — La quantité d'éclairement est donnée par l'intégrale suivante :

$$Q_2 = \int_0^t E\, dt$$

Elle représente le produit de l'éclairement par la durée d'utilisation. La quantité d'éclairement s'exprime en *lux-secondes*.

5.6. Émittance. — Le flux lumineux reçu par une surface est en partie absorbé et en partie renvoyé par celle-ci. Le flux émis par la surface peut être considéré :

— Soit globalement, sans tenir compte de sa répartition en direction ; cela conduit à la notion d'*émittance* (autrefois appelée radiance) ;

— Soit en tenant compte de sa répartition en direction : d'où la notion de *luminance dans une direction donnée*.

L'émittance lumineuse R en un point O d'une surface caractérise l'aspect plus ou moins lumineux de la surface; elle est numériquement égale au quotient du flux lumineux dF émis par un élément de surface infiniment petit entourant le point O considéré, par l'aire $d\Sigma$ de cet élément (fig. I-12).

$$R = \frac{dF}{d\Sigma}$$

C'est une grandeur de même nature que l'éclairement et elle est exprimée avec la même unité : le lux. Il faut cependant remarquer que l'éclairement se rapporte à la réception d'un flux lumineux et l'émittance à son émission.

Comme une surface ne renvoie qu'une fraction du flux lumineux reçu, son émittance (sauf si elle est lumineuse par elle-même) est au maximum égale à son éclairement.

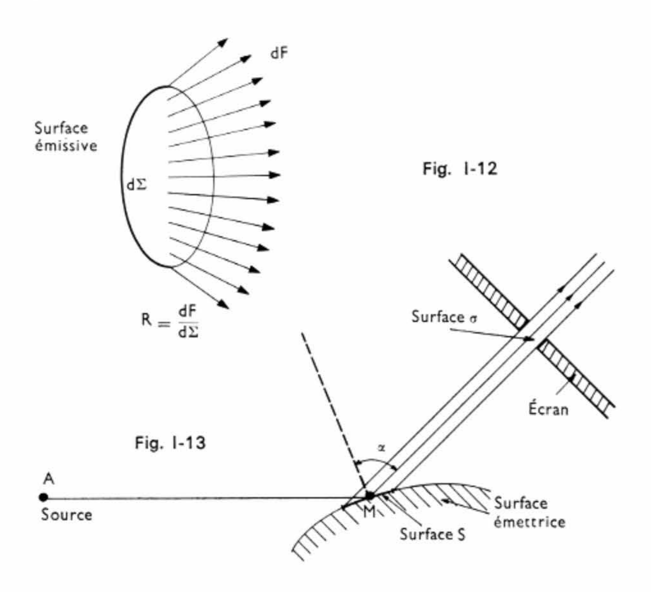


Fig. I-12

Fig. I-13

5.7. Luminance dans une direction déterminée. — La luminance dans une direction déterminée correspond à l'intensité lumineuse d'une source dans une direction. En un point d'une surface, elle est numériquement égale au quotient de l'intensité lumineuse d'un élément de surface infiniment petit entourant le point considéré (intensité lumineuse dans la direction choisie) par l'aire de la projection orthogonale de cet élément sur un plan perpendiculaire à cette direction.

Par exemple, si M désigne un point d'une surface éclairée et fonctionnant comme source (fig. I-13), MX une direction déterminée à partir du point M, σ la surface d'un orifice percé dans un écran normal à la direction MX et découvrant une aire S de la surface émettrice, la luminance de celle-ci dans la direction MX est donnée par le quotient :

$$B = \frac{I}{\sigma} = \frac{I}{S \cos \alpha}$$

(α = angle de la normale à la surface avec la direction MX).

La luminance (autrefois appelée brillance) d'une source ou d'un objet quelconque dépend de sa surface, de son éclairement et de son pouvoir réflecteur. En effet, de deux sources de même intensité lumineuse dans une direction déterminée, mais de dimensions différentes, c'est la moins étendue qui paraît la plus brillante. D'autre part, une surface blanche et une surface grise identiques et recevant le même éclairement n'ont pas la même *apparence lumineuse :* cela tient à ce que la surface grise absorbe une partie de la lumière qu'elle reçoit, alors que la surface blanche réfléchit toute la lumière reçue.

L'unité de luminance est la *candela par mètre carré* (symbole : cd/m²), appelée parfois le *nit;* la candela par mètre carré est une unité très faible ; elle est surtout utilisée pour exprimer les luminances des surfaces éclairées. Le *stilb* (symbole : sb) ou candela par centimètre carré s'emploie parfois, notamment pour exprimer les luminances de sources (1 sb = 10^4 cd/m²). Dans certains cas, les luminances sont exprimées en *lamberts :*

$$1 \text{ lambert} = \frac{10^4}{\pi} \text{ cd/m}^2$$

Remarque : Dans la définition de la luminance, il n'est pas fait de distinction entre les sources lumineuses primaires, c'est-à-dire émettrices par elles-mêmes de lumière (flammes, filament de lampe électrique, etc.), et les sources lumineuses secondaires renvoyant une fraction de la lumière qu'elles reçoivent (tous objets éclairés).

5.8. Relation entre la luminance et l'éclairement. — En un point A d'une droite MX, à une grande distance d de la surface émettrice, l'éclairement d'un écran placé normalement à la droite MX est égal à :

$$E = \frac{I}{d^2} = \frac{B\sigma}{d^2} = B\,\Omega$$

(Ω désignant l'angle solide sous lequel la partie découverte de la source est vue du point A).

La luminance apparaît ainsi comme *l'éclairement par unité d'angle solide de la source.*

6. VALEURS DE QUELQUES ÉCLAIREMENTS ET DE QUELQUES LUMINANCES

À l'intérieur des habitations, près d'une fenêtre, par un jour clair, l'éclairement est de quelques centaines de lux. En plein air, à l'ombre, il est de quelques milliers de lux. En plein soleil, en été, quand le soleil est au zénith, l'éclairement est de 100 000 lux. Par une nuit sans lune, avec ciel sans nuages, il est de 1/3 000 de lux. L'œil humain est donc sensible à des éclairements compris entre des limites très éloignées : 1/3 000 de lux à 100 000 lux (rapport : 3×10^8). Pour effectuer un travail, l'éclairement nécessaire doit être compris entre 20 et plusieurs milliers de lux selon le genre de travail.

En ce qui concerne la luminance, la liste suivante donne un certain nombre de valeurs numériques qui, bien entendu, ne constituent que des ordres de grandeur se rapportant aux exemples cités :

Luminance	Candelas par mètre carré (cd/m²)
Valeur minimale susceptible d'impressionner l'œil	10^{-5}
Ciel nocturne	10^{-4}
Surface de la pleine lune	3 700
Ciel clair	4 000
Lampes fluorescentes	3 000 à 6 000
Flamme d'une bougie	5 000
Lampe à vapeur de sodium 140 W	60 000
Lampe à filament de tungstène dans le vide, 40 W	2.10^6
Lampe à filament de tungstène dans un gaz, 100 W	$5{,}8.10^6$
Lampe à vapeur de mercure, haute pression, 150 W	11.10^6
Lampe à filament de tungstène dans un gaz, 500 W	10.10^6
Lampe à filament de tungstène dans un gaz, à projection, 30 A	27.10^6
Arc Beck 100 A, valeur instantanée	10^9
Luminance moyenne du soleil	$2{,}4.10^9$

Une surface très diffusante, une route en plein soleil, par exemple, a une luminance de $\frac{100\,000}{\pi}$ = 30 000 cd/m² environ. Une feuille de papier blanc dont l'éclairement est 300 lx a une luminance de $\frac{300}{\pi}$ = 100 cd/m² environ. Ces deux derniers exemples montrent la grande différence de luminance entre une source primaire et une source secondaire.

CHAPITRE II

ÉMISSION DE LUMIÈRE SOURCES PRIMAIRES

1. CLASSIFICATION DES SOURCES ET DES MODES DE RAYONNEMENT

Les sources de rayonnement peuvent être classées de deux façons différentes : en considérant leur spectre ou en tenant compte de l'origine de l'énergie du rayonnement.

D'un point de vue spectral, un rayonnement peut être :

— À *spectre continu :* il contient tous les rayonnements dont les longueurs d'onde sont comprises entre certaines limites.

— À *spectre discontinu :* il est formé, soit de *raies* (lignes fines, nettement distinctes, réparties sans régularité apparente), soit de *bandes* ou cannelures lumineuses. Le premier est généralement celui des rayonnements émis par de la matière suffisamment condensée (solide, liquide, gaz à haute pression) ; il est attribué aux mouvements désordonnés des électrons sous l'action des chocs entre les molécules. Le second est celui des rayonnements émis par de la matière suffisamment diluée (en particulier par les gaz) et est attribué au mouvement des électrons à l'intérieur des atomes.

En considérant l'origine de l'énergie de rayonnement, nous pouvons distinguer :

— Le rayonnement d'origine *purement thermique :* toute l'énergie rayonnée par le corps provient de la chaleur qu'il perd ; c'est le *rayonnement par incandescence* ou *thermique.*

— Le rayonnement dont l'origine *n'est pas purement thermique :* une partie du flux d'énergie du rayonnement a son origine dans une énergie autre que calorifique (chimique, électrique, énergie de radiation) ; ce mode de rayonnement est appelé **rayonnement par luminescence.**

Il existe des différences fondamentales entre ces deux sortes de rayonnements. Les premiers donnent un spectre continu, les seconds un spectre discontinu (formé de raies et de bandes).

2. RAYONNEMENT PAR INCANDESCENCE

2.1. Corps noir. — Le rayonnement d'un corps incandescent dépend de plusieurs paramètres, en particulier de la nature de la surface émettrice. Cependant, il existe un radiateur *idéal* qui obéit à des lois relativement simples et auquel il est commode de comparer un radiateur quelconque : c'est le *corps noir.* Rappelons que, par définition, le corps noir est un corps qui *absorbe tous les rayonnements* qui tombent sur lui quelle que soit leur longueur d'onde. Le noir de fumée s'en approche beaucoup. Mais le véritable corps noir est constitué par une petite ouverture (fig. II-1)

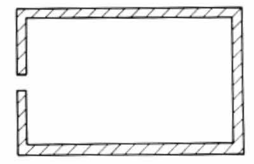


Fig. II-1

pratiquée dans un corps creux : tout rayonnement passant par cette ouverture ne peut généralement pas ressortir. En effet, l'ouverture est très petite et tout rayon doit subir de nombreuses réflexions, chacune d'elles accompagnée d'une absorption avant qu'il n'ait la direction convenable pour sortir de la cavité. C'est aussi bien de dire qu'il est absorbé (ne dit-on pas « noir comme la gueule d'un four » ?). Les lois qui régissent le rayonnement du corps noir sont contenues dans une formule due à Planck et dans laquelle interviennent :

— la température *absolue* T du corps ;

— son émittance *énergétique* $R\lambda$, c'est-à-dire l'énergie émise par seconde et par mètre carré pour la longueur d'onde λ ($R\lambda$ est exprimé en watts par mètre carré) :

$$R\lambda T = \frac{C_1}{\lambda^5 \left(C \frac{C_2}{\lambda T} - 1 \right)}$$

C_1, C_2 et C désignant des constantes.

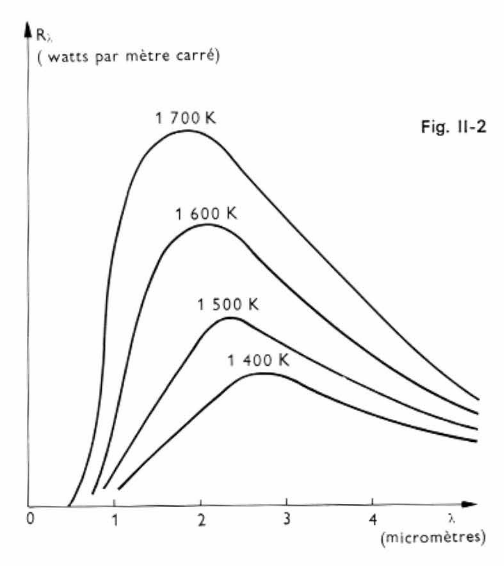


Fig. II-2

Nous pouvons tracer point par point la famille des courbes $R\lambda$ en fonction de λ pour différentes températures absolues T (fig. II-2) ; ce sont les *graphes spectraux d'énergie.* De cette famille d'isothermes, il est possible de déduire les deux lois fondamentales suivantes qui régissent le rayonnement du corps noir.

2.2. Loi de Stephan. — La mesure de l'aire comprise entre l'une des courbes correspondant à la température T_1, l'axe des abscisses et des parallèles à l'axe des ordonnées passant par les points origine et extrémité de la courbe considérée (fig. II-3), représente la puissance transportée

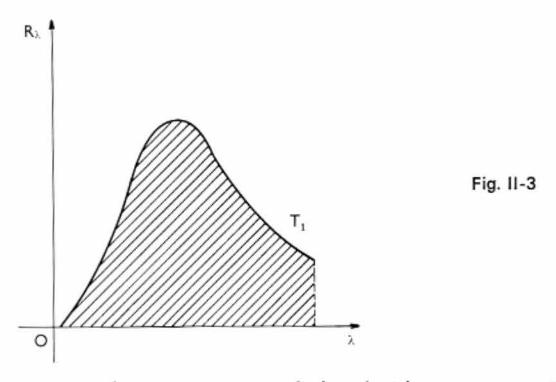


Fig. II-3

par tous les rayonnements émis : c'est le rayonnement total pour la température T_1. Stephan a montré que *le rayonnement total en énergie d'un corps noir est proportionnel à la surface du corps et croît comme la quatrième puissance de la température absolue de ce corps.* Si nous désignons par Φ le flux d'énergie, par S la surface du corps, par T la température absolue du corps noir, la loi de Stephan s'exprime par la formule suivante :

$$\Phi = A . S . T^4$$

Le coefficient A est une constante égale à $5{,}7 . 10^{-8}$ $W/m^2 . K^4$ si nous exprimons Φ en watts, S en mètres carrés et T en kelvins.

Par exemple, la surface d'un bain d'aluminium en fusion (la température est égale à environ 727 °C soit 727 + 273 = 1 000 K) se comporte sensiblement comme un corps noir dont le rayonnement total est approximativement de 57 000 W/m².

2.3. Loi de Wien. — La famille des courbes de la figure II-2 montre que le maximum de l'émittance énergétique se déplace vers les courtes longueurs d'onde lorsque la température T croît. Wien a montré que, pour passer d'un isotherme à la température T_1 à celui correspondant à la température T_2, il suffit :

— de multiplier toutes les abscisses par le rapport $\frac{T_1}{T_2}$,

— de multiplier toutes les ordonnées par le rapport $\left(\frac{T_2}{T_1}\right)^5$

La loi de Wien peut s'énoncer sous la forme simple suivante : *pour un corps noir, le produit de la longueur d'onde λ_{max} correspondant au maximum d'émittance à une température T et de cette température absolue T est constant :*

$$\lambda_{max}\,T = \text{Cte}$$

Cette constante est égale à 2 886, si λ_{max} est exprimé en micromètres et T en kelvins. La loi de Wien est importante. Elle montre que, pour un corps noir, le maximum d'émittance énergétique est obtenu pour une longueur d'onde d'autant plus petite que la température de ce corps est plus élevée.

À la température de 100 °C, il vient :

$$T = 373 \text{ K} \rightarrow \lambda_{max} = \frac{2\,886}{373} = 8\ \mu\text{m}$$

Tout le rayonnement est dans l'infrarouge (non visible). Vers 800 K, le corps noir émet un rayonnement lumineux rouge sombre et la lumière émise est très faible : de telles radiations ont une faible efficacité lumineuse (V. chap. 1, § 4.2). Si la température augmente, non seulement l'énergie rayonnée augmente, mais la couleur change : rouge cerise, puis rouge vif, etc. Vers 3 000 K, le rayonnement se rapproche du blanc car λ_{max} est voisin de 1 µm. L'idéal serait d'atteindre la température 6 000 K car, à cette température, λ_{max} est égal à 0,5 µm, longueur d'onde à laquelle l'œil est le plus sensible (rayonnement jaune-vert).

Le carbone se comportant sensiblement comme un corps noir, la lumière d'une bougie ou d'une lampe à pétrole (température peu élevée) donne une impression de jaune. En revanche, la lumière d'une lampe à filament est d'autant plus blanche que la température du filament est plus élevée.

2.4. Corps gris. Corps colorés. — Les corps non noirs se rangent en deux catégories :

— Les *corps gris.* — Ce sont ceux dont les graphes spectraux d'énergie s'obtiennent en réduisant dans un rapport constant les ordonnées des isothermes du corps noir à la même température (fig. II-4). Ce cas est à peu près celui des différentes variétés de charbon et, par conséquent, des flammes rendues éclairantes par des particules de charbon portées à l'incandescence (flamme du gaz d'éclairage, de l'acétylène, etc.) ainsi que des anciennes lampes à filament de carbone.

— Les *corps colorés.* — Ce sont ceux dont les graphes spectraux d'énergie sont *plus ou moins déformés* par rapport à ceux du corps noir à la même température. Ils peuvent être eux-mêmes classés en deux catégories :

- Ceux dont le maximum d'émittance énergétique est plus décalé vers les courtes longueurs d'onde que celui de la courbe correspondant à un corps noir à la même température (fig. II-5). De point de vue de l'éclairage, ce fait est important : c'est le cas des métaux et il est facile d'observer qu'à *température égale,* le rayonnement émis par un métal est *moins rouge* que celui du carbone.

- Ceux dont les isothermes sont très différents des isothermes du corps noir à la même température. Dès lors, si leur émittance énergétique est particulièrement faible (fig. II-6) pour les rayonnements non visibles, ces corps peuvent être très avantageux au point de vue de l'éclairage.

C'est le cas des oxydes de terres rares (thorium, césium). Ajoutés en petites quantités à d'autres corps, ils peuvent modifier sensiblement la composition de la lumière, donc la couleur émise par ceux-ci (exemple : manchon Auer utilisé autrefois dans l'éclairage au gaz).

2.5. Température de couleur. — La plupart des corps solides incandescents sont comme les métaux : les graphes spectraux d'énergie sont dans un rapport déterminé avec l'un des isothermes du corps noir. Évidemment, si le solide incandescent (ou la flamme) et le corps noir porté à la température convenable (celle de l'isotherme que nous venons de définir) sont disposés l'un à côté de l'autre, les deux sources ont la même couleur puisque leurs répartitions spectrales sont les mêmes. C'est pourquoi on désigne sous le nom de *température de couleur* d'un corps incandescent ou d'une flamme la température à laquelle il faut porter le corps noir pour qu'il ait la même couleur que la source considérée.

L'intérêt de la définition de la température de couleur est de permettre de caractériser *par un seul nombre* la composition spectrale du rayonnement de nombreuses sources.

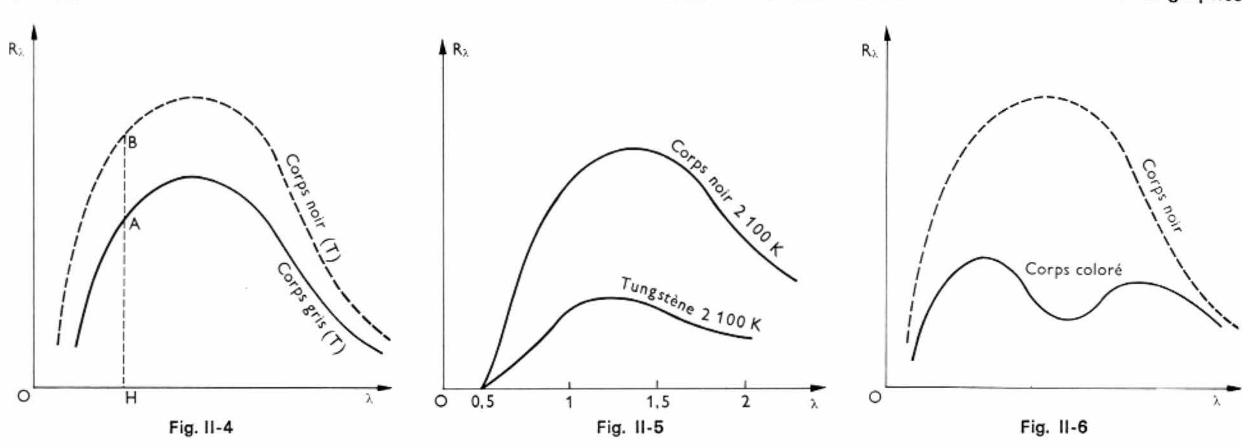


Fig. II-4 Fig. II-5 Fig. II-6

3. RAYONNEMENT DES GAZ. ÉLECTROLUMINESCENCE. FLUORESCENCE

La lumière a toujours sa source dans l'atome et la molécule et c'est pourquoi, pour l'expliquer, il est nécessaire d'étudier les phénomènes dont l'atome et la molécule peuvent être le siège.

3.1. Niveaux énergétiques. Ionisation. Excitation. — Dans l'atome d'un corps simple, les électrons sont répartis en couches successives ou niveaux d'énergie autour du

noyau (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 1). Rappelons qu'ils sont désignés par les lettres *K, L, M*... en partant du noyau. À chaque niveau d'énergie normal correspond une série de niveaux d'énergie dits *d'excitation* sur lesquels se placent les électrons ayant reçu une énergie suffisante. La limite d'excitation est l'*ionisation*. C'est le degré d'excitation tel que l'électron quitte l'atome (il échappe à l'attraction du noyau) en laissant un *ion positif*.

3.2. Modes d'excitation d'un atome. — L'atome ne peut être excité qu'en recevant de l'énergie, ce qui est consécutif à un choc. Les modes d'excitation diffèrent les uns des autres par la nature des corpuscules qui viennent frapper la molécule et l'atome.

— *Chocs d'atomes neutres.* — L'excitation est dite purement thermique : l'élévation de la température d'un corps correspond à un accroissement de la vitesse moyenne d'agitation des molécules. C'est l'excitation qui se produit dans le rayonnement par incandescence.

— *Chocs d'électrons et d'ions positifs.* — Ces derniers ont une masse beaucoup plus grande que les premiers, mais leur énergie est plus faible.

— *Chocs de photons.* — Les photons d'un rayonnement lumineux (V. chap. 1) sont caractérisés par leur énergie *hf*, si nous désignons par *h* la constante de Planck et par *f* la fréquence des ondes associées à ces grains d'énergie.

Après un choc, tout corpuscule autre qu'un photon a une énergie égale à la différence entre son énergie initiale (avant le choc) et l'énergie cédée à l'atome. En revanche, si ce corpuscule est un photon, son énergie est toujours *entièrement absorbée par l'atome :* le photon disparaît complètement lors du choc. La conséquence est que l'atome ne peut absorber que des photons dont l'énergie est exactement égale à celle qui lui est nécessaire pour atteindre un des niveaux d'excitation possibles (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 1).

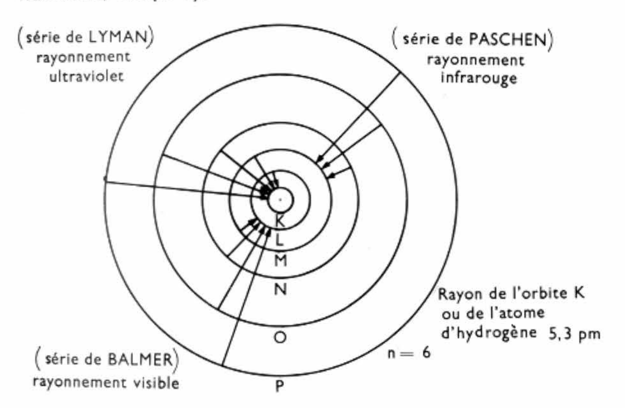


Fig. II-7 — Principaux niveaux d'énergie de l'atome d'hydrogène

Quel que soit le mode d'excitation, l'atome excité demeure dans cet état pendant un temps très court (de l'ordre de 10^{-8} s), puis il revient à son état fondamental. Le passage d'un niveau d'excitation supérieur à un niveau inférieur est accompagné de l'émission d'un rayonnement dont la fréquence *f* est donnée par la relation suivante :

$$hf = W_D - W_A$$

Dans cette relation, W_D désigne l'énergie du niveau de départ de l'électron et W_A l'énergie du niveau d'arrivée.

Entre le niveau excité et le niveau normal, l'électron peut passer par des niveaux intermédiaires. À chaque passage d'un niveau à un autre correspond l'émission d'un rayonnement d'une longueur d'onde bien déterminée, appelé rayonnement monochromatique. Celui-ci est visible si sa longueur d'onde est comprise entre 0,4 et 0,8 μm environ. Certaines transitions ne sont pas permises et toutes les transitions ne sont pas également probables (fig. II-7). Dans le cas particulier de la plus faible excitation possible sous l'action de photons, la lumière réémise est nécessairement de même fréquence que la lumière absorbée : c'est une émission dite *par résonance* (l'énergie *W* nécessaire pour cette transition est égale au produit *eV* de la charge *e* de l'électron et d'un potentiel *V* correspondant au premier niveau d'excitation, appelé *potentiel de résonance* ; fig. II-8).

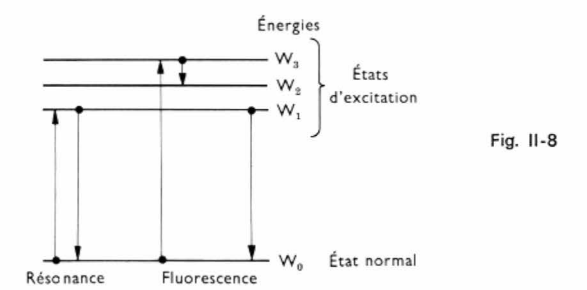


Fig. II-8

3.3. Nature des décharges électriques dans un gaz. Une *décharge électroluminescente* peut se produire dans un tube contenant un gaz lorsque la cathode n'émet pas d'électrons par effet thermo-ionique. Il faut que la tension entre les électrodes soit suffisante (potentiel explosif). C'est, par exemple, celle qui s'établit dans les tubes à gaz publicitaires (tubes au néon).

Une chute de potentiel (chute cathodique) de plusieurs dizaines ou centaines de volts se produit dans le voisinage de la cathode qui reste froide. Le gaz renfermant toujours des ions positifs, ceux-ci viennent frapper la cathode et provoquent une émission d'électrons secondaires qui ionisent à leur tour les atomes gazeux sur leur parcours. Les électrons, accélérés par le champ électrique engendré entre les électrodes, provoquent l'excitation des atomes de gaz qu'ils heurtent et celui-ci devient lumineux.

Si la cathode est chauffée au moyen d'un filament parcouru par le courant d'une source auxiliaire ou sous l'effet du bombardement ionique, il se produit une décharge d'arc. Les charges spatiales sont telles que la chute cathodique se réduit à quelques volts et le courant est beaucoup plus intense que dans le cas précédent.

Dans les deux cas, la décharge est dite autonome, c'est-à-dire qu'elle s'entretient d'elle-même sans qu'intervienne un agent extérieur d'ionisation.

3.4. Fluorescence. — Une substance (à l'état solide ou liquide) peut être excitée au moyen d'un rayonnement (photons) ; les atomes de cette substance absorbent les photons (excitation optique) qui possèdent l'énergie exactement nécessaire pour atteindre un niveau d'excitation. Lorsque le retour de l'état d'excitation à l'état normal se fait par étapes (V. fig. II-8), on dit qu'il y a *fluorescence* de la substance préalablement excitée. En vertu de la formule $(W_D - W_A) = hf$, les fréquences *f* des ondes ainsi réémises sont plus faibles (donc leurs longueurs d'onde sont plus grandes) que celles des ondes absorbées ou excitatrices. *Une substance fluorescente agit comme un transformateur de fréquence de rayonnement.*

Ainsi, en faisant agir de la lumière ultraviolette (non visible, de courte longueur d'onde) sur un solide ou un liquide approprié, la lumière réémise par cette substance dite *fluorescente* est de la lumière visible. D'une façon générale, pour produire la fluorescence, il faut que la lumière excitatrice renferme des longueurs d'onde assez courtes et appartenant au spectre d'absorption du corps fluorescent.

Remarque : Le phénomène de phosphorescence (qui n'a pas d'application à l'éclairage) offre quelque analogie avec la fluorescence, mais il en diffère par les faits suivants :

— L'émission de lumière par le corps phosphorescent se prolonge après suppression de la lumière excitatrice (les molécules phosphorescentes sont amenées à un état plus ou moins stable).

— L'émission de lumière par le corps phosphorescent est influencée par sa température (il faut un apport d'énergie supplémentaire pour provoquer cette émission).

CHAPITRE III

SOURCES LUMINEUSES

DIFFÉRENTES SOURCES LUMINEUSES

Elles peuvent être classées en quatre catégories :

1° Les *lampes à incandescence* qui comportent un filament porté à haute température lorsqu'il est traversé par un courant électrique.

2° Les *lampes à arc dans l'air* à pression normale.

3° Les *lampes à décharge* comportant deux électrodes entre lesquelles s'établit une décharge luminescente ou bien à régime d'arc dans un gaz raréfié (V. chap. 2).

4° Les *lampes fluorescentes :* des poudres fluorescentes tapissent la surface interne d'un tube à décharge et elles permettent de transformer en radiations visibles le rayonnement ultraviolet engendré dans le tube.

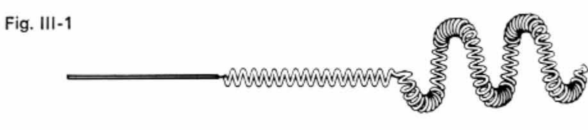
1. LAMPES À INCANDESCENCE

1.1. Principe. Historique. Constitution. — La lampe à incandescence met en œuvre les propriétés du corps noir et celles des corps colorés (V. chap. 2). Cela explique qu'il y a intérêt à porter le filament à *la plus haute température* possible ; cependant, comme le filament s'évapore et ce d'autant plus vite que la température est plus élevée, il faut *limiter cette température* pour que la *durée de vie* de la lampe soit suffisante. De plus, les filaments métalliques se comportent comme des corps gris et ils sont plus intéressants que le corps noir (du fait de leur graphe spectral d'énergie).

Les conséquences de ces propriétés expliquent l'évolution des lampes à incandescence depuis les travaux de Swan et Edison en 1879. Dans la lampe d'Edison, le filament était en fibre végétale carbonisée (corps noir) et il ne pouvait pas être porté à une température supérieure à 1 600 °C. L'efficacité lumineuse était médiocre, proche de 5 lumens par watt. Un progrès fut accompli en substituant au filament de carbone divers filaments de métaux (iridium, osmium, tantale) qui avaient des graphes spectraux plus favorables que le carbone, mais surtout qui pouvaient être portés à des températures plus élevées sans que l'évaporation du filament fût trop rapide. Le terme de cette seconde étape fut atteint avec la lampe à filament de tungstène qui avait une efficacité lumineuse de 8 lumens par watt, mais dont le filament était assez fragile.

En 1913, grâce aux travaux de Coolidge, qui mit au point un procédé de tréfilage de fils de tungstène très fins, et de Langmuir qui proposa la substitution d'une atmosphère gazeuse au vide des lampes préexistantes, un important progrès fut accompli. En effet, Langmuir avait trouvé qu'en remplissant l'ampoule d'un *gaz inerte*, azote ou argon, sous la pression atmosphérique, la désintégration et l'évaporation du filament se trouvaient ralenties ; dès lors, le filament pouvait être porté à une température beaucoup plus élevée, voisine de 2 500 K. Mais, ces lampes avaient l'inconvénient d'entraîner des pertes de chaleur qui n'existaient pas dans les lampes à vide : en effet, des courants de convection transportaient de la chaleur du filament au verre de l'ampoule (du fait de la présence d'une atmosphère gazeuse) puis, de ce verre dans l'atmosphère ambiante. Pour réduire ces pertes, Langmuir imagina de remplacer le filament rectiligne (fig. III-1a) par un filament spiralé (fig. III-1 b). Par la suite (1936), un filament bispiralé (fig. III-1 c) fut utilisé et l'azote (ou l'argon) fut remplacé par un gaz ou un mélange gazeux de grande masse moléculaire (krypton ou xénon). La conductibilité calorifique des gaz rares étant inversement proportionnelle à leur masse atomique, les courants de convection sont moins importants et le refroidissement du filament est moindre : cela a permis de porter celui-ci à la température de 2 800 K et d'atteindre — et même de dépasser — une efficacité lumineuse de 16 lumens par watt. C'est ainsi que sont constituées les lampes à incandescence modernes avec (fig. III-2) des entrées de courant réalisées de façon que l'étanchéité de l'ampoule soit assurée.

Fig. III-1



(a) Droit (b) Simple spiralage (c) Double spiralage

(*Mazda*)

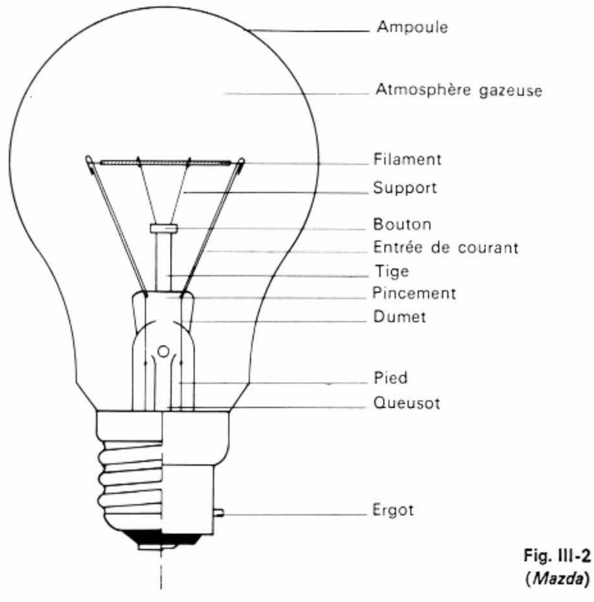


Fig. III-2 (*Mazda*)

1.2. Lampes normalisées d'usage courant. — Ce sont les lampes les plus utilisées jusqu'ici pour l'éclairage domestique. La puissance, la tension d'alimentation, l'efficacité lumineuse minimale, la durée de vie moyenne, le type de culot et les dimensions principales ont des valeurs normalisées données par la norme U.T.E. C 72-100. Le tableau suivant fournit les principales caractéristiques des lampes de la série normale.

1.3. Lampes à ampoule diffusante. — Afin d'éliminer le phénomène d'éblouissement, on a cherché à supprimer les sources lumineuses trop concentrées. L'une des solutions a consisté à remplacer l'ampoule transparente « claire » par une ampoule diffusante. L'ampoule de verre est rendue diffusante par modification de la surface intérieure : satinage, revêtement siliceux. Ces ampoules donnent une lumière blanche très agréable et très diffusée. Les deux traitements de surface sont associés dans certaines ampoules de volume réduit. Toutes ces lampes existent pour les puissances normalisées comprises entre 40 à 150 W.

1.4. Caractéristiques de fonctionnement

1.4.1. Influence de la tension d'alimentation. — Les courbes ci-après (fig. III-3) donnent la variation de la puissance P, du flux lumineux F, de l'efficacité lumineuse E_l, de la durée de vie D et de l'intensité efficace du courant I_{eff} en fonction de la valeur efficace de la tension U_{eff}. Ces courbes représentent sensiblement les relations empiriques suivantes :

$$\frac{P}{P_0} = \left(\frac{U_{eff}}{U_{0\,eff}}\right)^{1,5} ; \quad \frac{F}{F_0} = \left(\frac{U_{eff}}{U_{0\,eff}}\right)^{3,4} ; \quad \frac{E_l}{E_{l0}} = \left(\frac{U_{eff}}{U_{0\,eff}}\right)^{1,8} ;$$

$$\frac{D}{D_0} = \left(\frac{U_{0\,eff}}{U_{eff}}\right)^{1,4} ; \quad \frac{I_{eff}}{I_{0\,eff}} = \left(\frac{U_{eff}}{U_{0\,eff}}\right)^{0,54}.$$

Puissance (watts)	Flux (lumens)		Efficacité lumineuse (lumens par watt)		Dimensions (millimètres)			Filament	Culot
	125-130 V	220-230 V	125-130 V	220-230 V	Diamètre	Hauteur	Centre lumineux		
15	141	128	9,4	8,5	60	103	75	SS	B 22 *
25	256	233	10,25	9,3	60	103	75	SS	B 22 *
40	506	436	12,65	10,9	60	103	73	DB	B 22 *
60	849	744	14,15	12,4	60	103	73	DB	B 22 *
75	1 125	967	15	12,90	60	103	73	DB	B 22 *
100	1 595	1 395	15,95	13,95	60	103	73	DB	B 22 *
150	2 385	2 093	15,90	13,95	80	160	120	SS	B 22 *
200	3 430	2 990	17,15	14,95	80	160	120	SS	B 22 *
300	5 205	—	17,35	—	88	175	133	SS	E 27
300	—	5 025	—	16,75	88	175	133	DB	E 27
500	9 525	8 700	19,05	17,5	110	233	178	SS	E 40
750	15 000	13 425	20	17,9	130	267	202	SS	E 40
1 000	21 150	18 750	21,15	18,75	130	267	202	SS	E 40
1 500	32 025	29 325	21,35	19,55	170	335	250	SS	E 40
2 000	43 900	39 100	21,25	19,55	170	335	250	SS	E 40
3 000	67 650	59 850	22,55	19,15	240	400	280	SS	E 40

* Lorsque la lampe est munie d'un culot E 27 ajouter 1,5 mm pour la hauteur du centre lumineux.
SS = simple spirale. DB = double spirale.

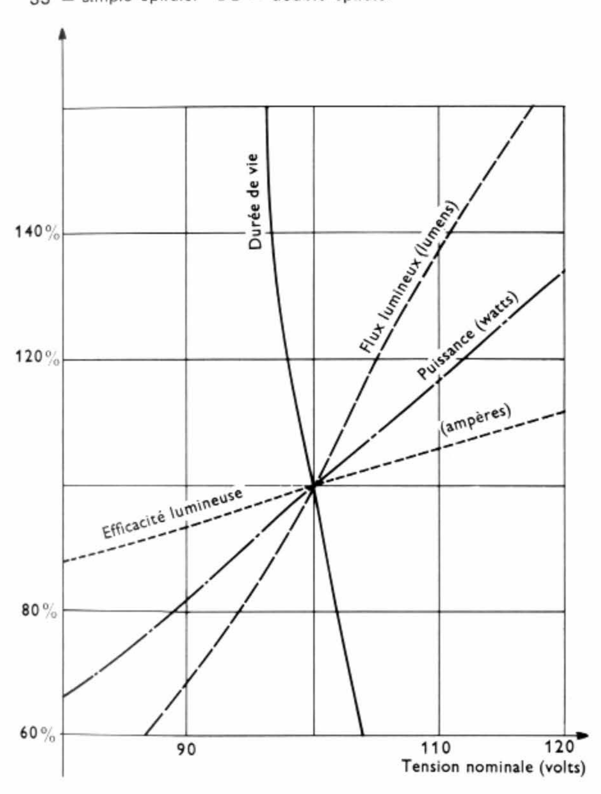


Fig. III-3 — Caractéristiques de fonctionnement des lampes à incandescence. Variation en fonction de la tension nominale (*Mazda*)

Les variations de tension ont une grande influence sur la durée de vie d'une lampe : si la valeur efficace de la tension croît de 5 %, la durée de vie est divisée par deux ; inversement, si la tension efficace diminue de 5 %, la durée de vie est multipliée par deux. La courbe de la durée de vie étant décroissante alors que les autres courbes sont croissantes, avec une lampe déterminée il est possible d'accroître le flux lumineux en augmentant la tension mais alors, la durée de vie est réduite. Il faut donc respecter la valeur de la tension nominale pour une utilisation optimale.

1.4.2. Influence de l'intensité du courant. — Le filament a été calculé pour un fonctionnement à haute température. Sa résistance croît avec la température et elle est assez faible à froid (quelques ohms pour une lampe de 100 W). Lors de la mise sous tension, un courant très intense (surintensité) traverse donc la lampe. Si elle est soumise à des allumages répétés fréquemment, le filament peut se rompre sous l'action des contraintes mécaniques dues aux forces électrodynamiques s'exerçant entre les spires.

Pour les lampes de très grande puissance, il est nécessaire d'introduire un rhéostat en série avec la lampe pour que celle-ci puisse être mise progressivement sous tension.

1.5. Lampes spéciales

1.5.1. Lampes de projection. — Elles ont remplacé les lampes à arc dans les appareils de projection car elles présentent de nombreux avantages : allumage instantané, réglage simplifié par la stabilité de l'éclairement, fixité de la lumière donnant une grande netteté des images, fonctionnement propre, silencieux et économique, réduction du risque d'incendie.

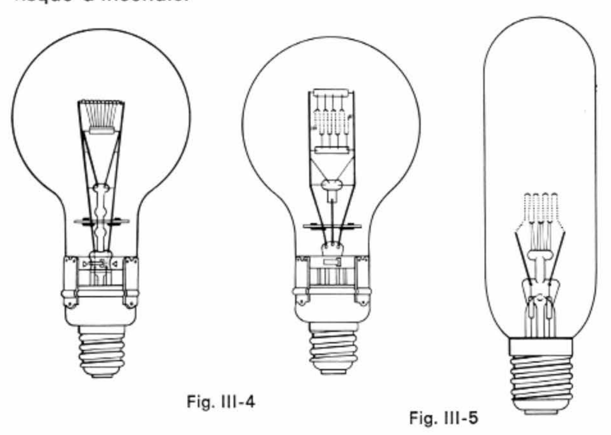


Fig. III-4

Fig. III-5

Suivant que la lampe est destinée à fonctionner horizontalement ou verticalement, le filament est placé dans un plan transversal ou longitudinal (fig. III-4). Les lampes pour projecteur cinématographique ont une forme cylindrique de petit diamètre avec un filament placé dans un plan longitudinal (fig. III-5). Cette forme permet de placer le filament à proximité du système optique et, par conséquent, d'améliorer le rendement lumineux du système. Leur puissance ne dépasse pas 500 W. Elles sont conçues pour un fonctionnement vertical, culot en bas.

En général, on accroît l'intensité lumineuse dans une direction déterminée en utilisant un miroir. Celui-ci peut être constitué par une couche d'argent directement appli-

quée sur l'ampoule. La durée de vie de ces lampes est plus courte que celle des lampes d'éclairage ordinaires.

1.5.2. Lampes pour projecteurs. — Les lampes pour éclairage à distance sont en général des lampes sphériques, sans col, à filament cylindrique centré sur l'axe de la lampe. Ces lampes deviennent fragiles si elles sont alimentées sous une tension supérieure à leur tension nominale. C'est pour cette raison qu'elles sont souvent placées dans des circuits équipés de voltmètre de contrôle et de rhéostat de réglage ou qu'elles sont alimentés par l'intermédiaire d'un régulateur de tension.

Pour les projecteurs de véhicule automobile, il est nécessaire d'obtenir un bon éclairage de la route et d'éviter l'éblouissement des conducteurs d'autres véhicules. L'une des solutions consiste à employer des lampes à deux filaments *A* et *B* (fig. III-6). Le premier *A* se trouve au foyer du

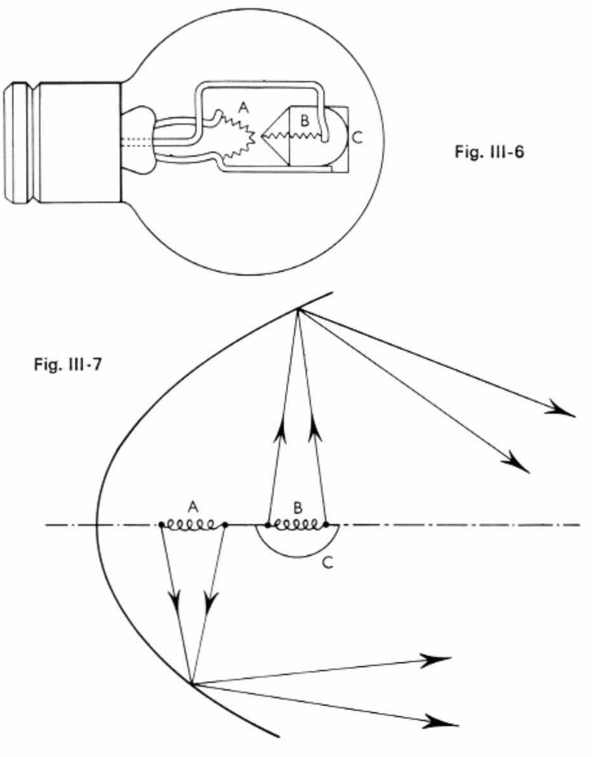


Fig. III-6

Fig. III-7

réflecteur parabolique du projecteur; les rayons lumineux sont réfléchis et forment un faisceau parallèle de grande portée (fig. III-7). Le second *B* est utilisé lors d'un croisement de véhicules; il est placé à l'avant du foyer et les rayons réfléchis sont groupés en un faisceau convergent. La moitié inférieure, qui serait dirigée vers le haut, est supprimée au moyen d'un réflecteur auxiliaire *C* : les rayons incidents sont renvoyés vers la partie supérieure du réflecteur et ensuite sont réfléchis vers le sol.

1.5.3. Lampes pour la prise de vues d'intérieur. — Ce sont des lampes qui ont une grande efficacité lumineuse et un spectre riche en rayons violets (flux très actinique). La durée de vie est très courte : quelques heures de fonctionnement sous la tension nominale; elles ne sont utilisées qu'au moment des prises de vue. Les temps d'exposition étant très courts, une même lampe permet de prendre environ cent photographies.

1.5.4. Lampes à miroir incorporé. — Ces lampes permettent d'obtenir une forte concentration de lumière avec un encombrement réduit. L'ampoule comporte un fond parabolique argenté et sa face avant est satinée. Il existe des lampes d'intérieur en verre ordinaire et des lampes d'extérieur en verre pressé à haute résistance. Leur puissance est comprise entre 40 et 300 W (fig. III-8).

1.5.5. Petites lampes spéciales. — Des lampes à incandescence très diverses sont réalisées pour divers accessoires de véhicules, pour des tableaux d'affichage,

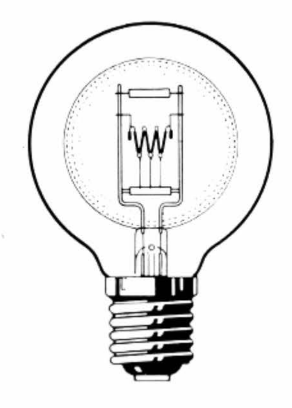


Fig. III-8

pour des lampes de poche, pour des panneaux de contrôle et de visualisation, pour des instruments médicaux.

1.6. Lampes à halogène. — Elles sont issues de recherches visant à éviter le noircissement de l'ampoule provoqué par le dépôt progressif de molécules de tungstène sur les parois. Ces molécules proviennent du métal du filament, car il se produit une vaporisation à haute température.

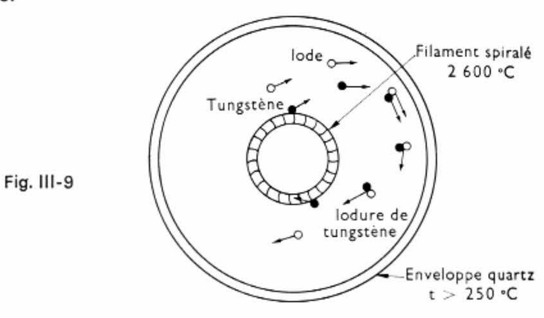
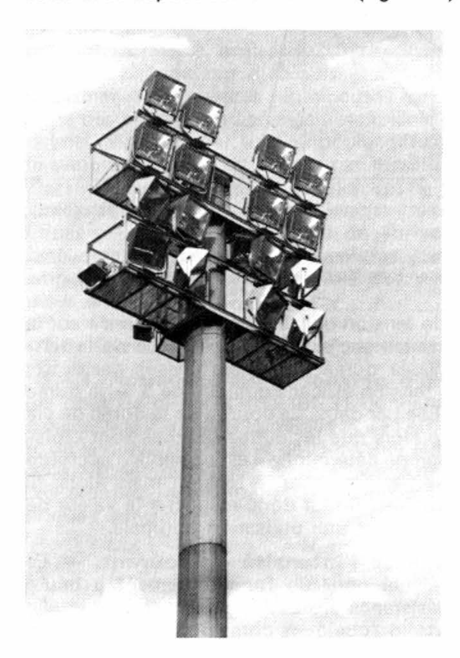


Fig. III-9

Avec des lampes à *halogène* qui contiennent de l'iode (0,1 mg/cm³), la vaporisation subsiste, mais le dépôt est pratiquement supprimé. Au voisinage de l'ampoule, à la température de régime fixée pour le fonctionnement (environ 600 °C), l'iode gazeux se combine au tungstène gazeux pour former un *iodure de tungstène* : le métal ne se condense donc pas sur le verre de l'ampoule. De plus, au contact du filament, qui est porté à une température très élevée, cet iodure se décompose, libérant le *tungstène :* celui-ci se dépose sur le filament (fig. III-9).



Herse équipée de projecteurs pour lampes à iodures métalliques de 2 kW (*P. Cadé-Holophane*)

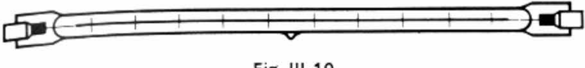


Fig. III-10

L'ampoule, de forme tubulaire (fig. III-10) est réalisée en quartz, ce qui autorise de hautes températures de fonctionnement et des pressions de remplissage importantes; l'efficacité lumineuse est ainsi fortement accrue (V. tableau ci-après).

Puissance (watts)	Flux (lumens)		Efficacité lumineuse (lumens par watt)	
	125-130 V	220-230 V	125-130 V	220-230 V
500	12 000	10 000	24	20
1 000	—	25 000	—	25
2 000	—	54 000	—	27

À puissance égale, les lampes à iode sont d'un *volume considérablement plus réduit* que les lampes normales et sont bien adaptées pour l'équipement de projecteurs légers et de faible encombrement. Elles conviennent à la photographie, au cinéma, à l'éclairage des grands espaces découverts (des stades) et aussi pour l'illumination des monuments (fig. III-11).

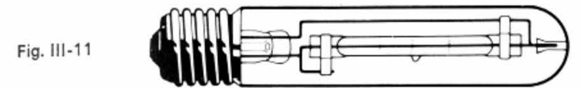


Fig. III-11

Plus récemment, ont été réalisées des lampes dites aux halogènes renfermant différents iodures (thallium, césium, lithium) ou de composés de brome qui ont de meilleures caractéristiques au point de vue de l'efficacité lumineuse et du rendu de couleur. Elles impliquent évidemment un appareillage et des réflecteurs ou projecteurs adaptés.

2. LAMPES À ARC

L'arc électrique entre charbons a été utilisé comme source de lumière électrique bien avant l'apparition de la première lampe à incandescence. Il a connu un remarquable essor, notamment en éclairage public, mais le remplacement fréquent des charbons constituait une grave sujétion et il a été progressivement abandonné au profit de nouvelles sources de lumière. Il a fait cependant l'objet de nombreux perfectionnements et il conserve encore un certain intérêt dans un nombre limité d'applications exigeant une source de luminance élevée.

2.1. Fonctionnement. — C'est en 1813 que ce phénomène fut observé pour la première fois, par le physicien Humphry Davy. Il avait obtenu une décharge en séparant, après les avoir amenées en contact, deux électrodes de charbon reliées aux deux pôles d'un générateur; entre les deux électrodes se produisit une flamme qui s'incurva en forme d'arc de cercle sous l'effet du courant d'air chaud ascendant (d'où le nom d'arc électrique).

L'arc électrique, dont le fonctionnement a été étudié par ailleurs (V. t. 2, Électrothermie, chap. 1), peut être utilisé pour l'éclairage. Avec une lampe à arc alimentée en courant continu, l'électrode positive est placée au-dessus de l'électrode négative. L'extrémité du charbon positif est portée à l'incandescence et se creuse en forme de cratère; celui-ci émet près de 85 % de la lumière totale fournie par l'arc et sa luminance peut atteindre 350.10^6 cd/m^2.

La pointe de charbon négatif est émoussée et elle se recouvre de nodosités; elle est portée au rouge durant le fonctionnement. La lumière émise par cette électrode négative représente le dixième de la lumière totale; le reste (soit 5 %) est fourni par l'arc proprement dit. La lampe doit donc être disposée de façon que le cratère soit tourné vers la surface à éclairer et le charbon négatif doit être assez mince afin d'intercepter le moins possible de lumière produite par l'arc.

Un fonctionnement automatique est obtenu à l'aide d'un régulateur. Ce dispositif permet de maintenir sensiblement constant l'écartement des électrodes (c'est-à-dire de compenser l'usure); par ailleurs il sert aussi à assurer la stabilité du fonctionnement, l'écartement étant modifié si la tension d'alimentation varie.

Les électrodes utilisées sont formées de particules de charbon agglomérées par du goudron, associées éventuellement avec des sels métalliques. Par exemple pour l'arc à haute densité de courant (imaginé par H. Beck en 1913) les charbons contiennent du fluorure ou du carbure de cérium. Avec des densités de courant comprises entre 70 et 130 A/cm^2 et une intensité de courant de 150 A, la luminance peut dépasser 800.10^6 cd/m^2.

Le spectre de rayonnement émis par une lampe à arc dépend de la nature du charbon positif. Cela explique l'intérêt des charbons à mèche: la nature des sels minéraux entrant dans la composition de l'âme du charbon (la mèche) détermine le spectre du rayonnement émis.

2.2. Applications de la lampe à arc. — Le cratère des lampes à arc possède une courbe photométrique spécialement favorable à l'équipement des systèmes optiques composés de lentilles ou de miroirs. Cette particularité, jointe à la facilité d'obtenir des luminances élevées, explique pourquoi la lampe à arc a pu conserver un domaine propre dans des applications qui mettent en œuvre des projecteurs particulièrement puissants.

Une application remarquable des arcs très puissants est l'équipement des phares à longue portée. C'est ainsi que le phare d'Ouessant qui fonctionne en temps ordinaire avec quatre lampes à incandescence de 4 kW, a été équipé pour les temps de brouillard, de quatre arcs de 500 A, et l'intensité lumineuse atteint 500 millions de candelas.

Les lampes à arc sont aussi utilisées dans des appareils de projection de cinéma et dans des projecteurs (pour théâtres ou pour studios de cinéma).

3. LAMPES À DÉCHARGE

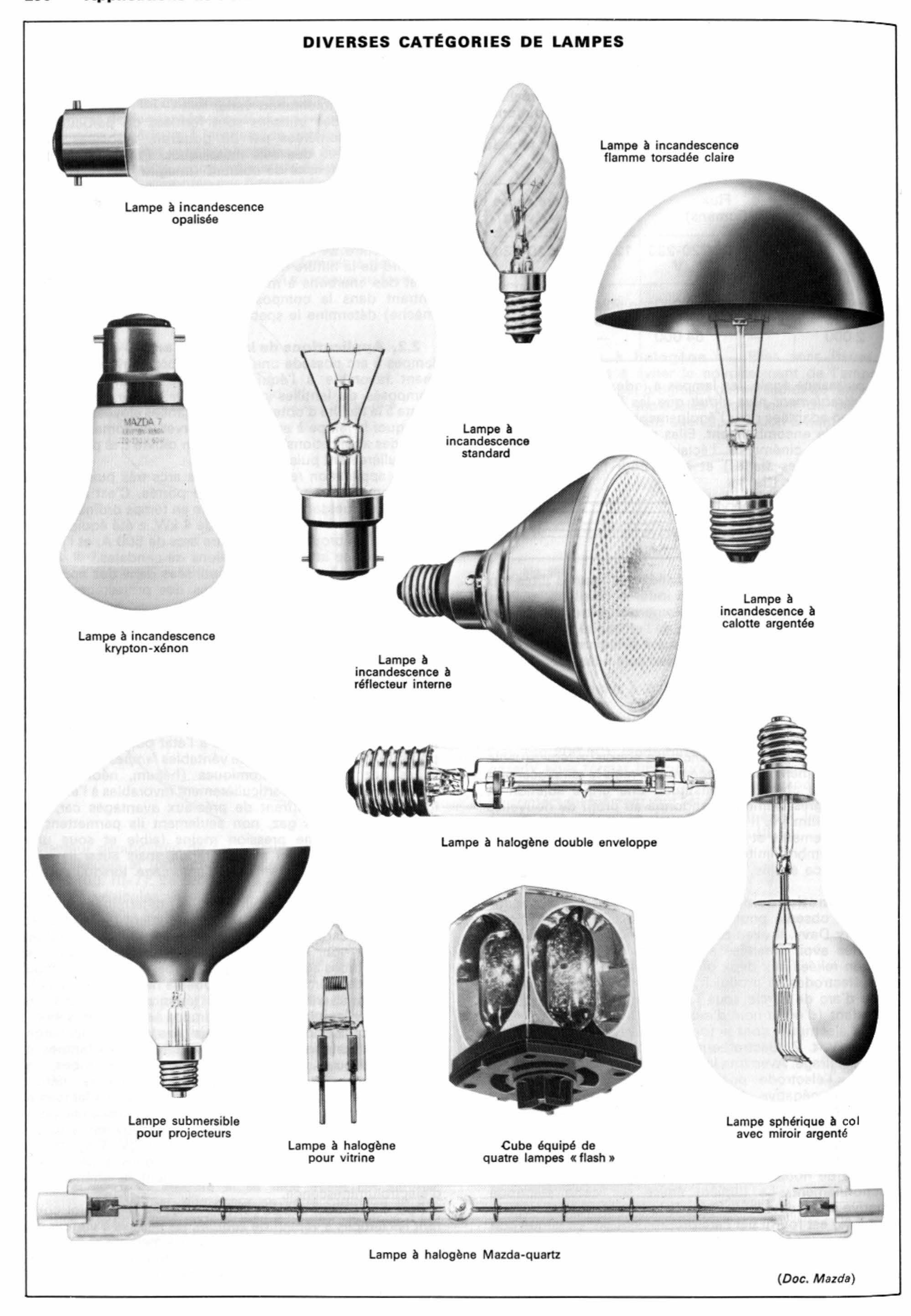
3.1. Principe. — L'idée d'utiliser une décharge électroluminescente pour l'éclairage remonte aux premiers tubes de Geissler. Cependant, il a fallu attendre que le progrès technique ait permis, à la fois, de réaliser des vides très poussés et d'isoler les gaz rares à l'état pur pour qu'il soit possible de mettre au point de véritables *lampes à décharge*.

Les gaz rares monoatomiques (hélium, néon, argon, krypton, xénon) sont particulièrement favorables à l'électroluminescence. Ils offrent de précieux avantages car, par rapport aux autres gaz, non seulement ils permettent la décharge sous une pression moins faible et sous une différence de potentiel moins grande, mais aussi ils permettent d'abaisser la tension d'amorçage lorsqu'ils sont additionnés à un autre élément.

Le rayonnement émis a une couleur déterminée: le tube de Moore à l'azote fournit un rayonnement jaune d'or et celui au gaz carbonique un rayonnement blanc. Ces tubes sont utilisés pour la publicité lumineuse et le balisage des aéroports: tubes au néon (rouges), tubes au néon mélangé d'argon et de mercure (bleus), tubes à hélium (rose pâle). Les lampes à effluves (lampes témoins, chercheurs de polarité), les lampes au xénon (lampes à éclairs dites électroniques, utilisées en photographie), les lampes à décharge employées dans les projecteurs sont aussi des lampes à décharge électroluminescente. Dans certains tubes, la luminescence résulte de l'excitation de vapeurs métalliques: c'est le cas des lampes au sodium et des lampes à vapeur de mercure. Le phénomène de fluorescence peut être associé à l'électroluminescence en recouvrant la partie interne des tubes de poudre fluorescente (V. § 4). Nous nous bornons ici à décrire les lampes dites à décharge, c'est-à-dire mettant en œuvre seulement le phénomène d'électroluminescence.

Pour l'éclairage, seules sont devenues d'un emploi courant les lampes à vapeur de *sodium*, les lampes à vapeur de *mercure* et les lampes *mixtes* (lampes à mercure et à incandescence). D'autres sont utilisées (lampes à vapeur de cadmium, à hydrogène, au krypton ou au xénon) mais pour des applications très spéciales.

DIVERSES CATÉGORIES DE LAMPES



Lampe à incandescence opalisée

Lampe à incandescence flamme torsadée claire

Lampe à incandescence krypton-xénon

Lampe à incandescence standard

Lampe à incandescence à calotte argentée

Lampe à incandescence à réflecteur interne

Lampe à halogène double enveloppe

Lampe submersible pour projecteurs

Lampe à halogène pour vitrine

Cube équipé de quatre lampes « flash »

Lampe sphérique à col avec miroir argenté

Lampe à halogène Mazda-quartz

(Doc. Mazda)

DIVERSES CATÉGORIES DE LAMPES (suite)



Lampe à halogène pour automobiles

Lampe dite phare et code pour automobiles

Lampe « graisseur » pour automobiles

Lampe feu arrière de cyclomoteur

Lampe navette pour automobiles

Lampes témoin au néon

Tube infrarouge Mazda-quartz

Tube germicide à rayons ultraviolets pour la destruction des micro-organismes

Lampe infrarouge pour applications industrielles

Lampe à décharge à vapeur de mercure haute pression

Tube fluorescent à vapeur de mercure

(*Doc. Mazda*)

DIVERSES CATÉGORIES DE LAMPES (suite)



Lampe à décharge à vapeur de mercure et aux iodures métalliques (toutes positions)

Lampe à décharge à lumière mixte

Lampe à décharge à vapeur de mercure et aux iodures métalliques (position horizontale) 5 000 W

Lampe à décharge à vapeur de sodium haute pression

Lampe à décharge à vapeur de mercure

Lampe fluorescente à allumage instantané avec électrodes préchauffées

Lampe à décharge à vapeur de sodium

Lampe fluorescente à allumage par starter

Lampe fluorescente à allumage instantané

Lampe fluorescente en forme de U à allumage par starter. Le raidisseur à l'extrémité renforce la rigidité de l'ensemble

Lampe fluorescente circulaire à starter avec culot spécial à quatre broches

(*Doc. Mazda*)

3.2. Particularités des lampes à décharge. — Dans un tube à décharge à *cathode froide* (V. chap. 2), la cathode reste à une température modérée ; la chute cathodique est assez grande (plus de 150 V) et la décharge couvre une zone importante. Le tube doit mesurer plusieurs mètres de long.

Dans un tube à décharge à *régime d'arc*, ou à *cathode chaude*, la décharge émane d'une petite tache incandescente de la cathode (émission thermo-ionique) et la chute cathodique est assez faible (moins de 25 V) : cela permet de réaliser des lampes de faible longueur.

Les cathodes ont des formes diverses : tiges métalliques, électrodes planes ou cylindriques (en fer ou en nickel), fils de tungstène spiralés, etc. Elles sont souvent revêtues de substances thermoémissives (oxydes alcalinoterreux).

3.3. Lampes à vapeur de sodium. — Les lampes actuelles (fig. III-12) comportent un tube en verre spécial, inattaquable par la vapeur de sodium. À chaque extrémité se trouve une électrode spiralée en tungstène, enduite d'oxydes de terres rares (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 1). Le tube est rempli de néon, mélangé en faible proportion avec de l'argon et, à la température ordinaire, il contient quelques parcelles de sodium solide condensées sur le verre. Pour son bon fonctionnement, la lampe exige une tension de vapeur relativement faible, 4.10^{-3} mm de mercure (0,54 N/m²), correspondant à une température du sodium de 280 °C environ. Il est important de maintenir cette température aussi constante que possible afin que l'émission lumineuse ne subisse pas de fluctuations sensibles.

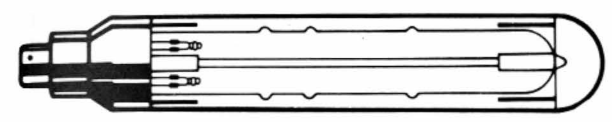


Fig. III-12

Pour limiter les pertes de chaleur par convection et conduction et pour établir l'équilibre thermique à sa valeur optimale quelles que soient les variations de la température extérieure, le tube à décharge est enfermé dans une cloche à vide à double enveloppe. Dans les *lampes intégrées*, le tube à décharge est solidaire de son enveloppe et le vide est fait entre les deux ; ces lampes sont beaucoup plus maniables et leur isolement thermique est très bon. La tension d'allumage, comprise entre 340 et 600 V selon la puissance nominale de la lampe, est obtenue au moyen d'un transformateur. La décharge se produit d'abord grâce au néon et la lumière émise a la couleur rouge caractéristique de ce gaz. Lorsque la température de paroi atteint 200 °C environ, les atomes de la vapeur de sodium sont alors excités et ils sont à l'origine du rayonnement. Il faut une dizaine de minutes pour la mise en régime complète.

En cas d'interruption de courant de courte durée (moins d'une minute), il n'est pas nécessaire d'adjoindre un éclairage de sécurité complémentaire aux installations équipées de lampes à vapeur de sodium. La température reste suffisante pour obtenir le réallumage instantané et le flux, immédiatement réémis, est encore supérieur au cinquième du flux maximal. Quant aux variations de tension, elles ont peu d'influence sur le fonctionnement de la lampe : une variation de $\pm$ 5 % n'entraîne qu'un écart d'environ $\pm$ 3% de l'intensité lumineuse.

Les puissances des lampes au sodium fabriquées sont les suivantes : 35 W, 55 W, 90 W, 135 W et 180 W ; l'efficacité lumineuse, très grande, est comprise entre 132 et 175 lm/W ; elle a été augmentée grâce à un revêtement d'oxyde d'indium. La durée de vie de ces lampes atteint 6 000 heures ; au bout de ce temps, la perte relative de flux lumineux atteint 10 % environ. Le spectre de la lumière émise est caractérisé par une série de doublets (ensemble de deux raies spectrales de longueurs d'onde voisines), parmi lesquels celui des raies jaunes de longueur d'onde 589 et 589,6 nm. Le rayonnement correspondant à ce doublet transporte la presque totalité du flux lumineux (90 %). L'émission du néon ne représente qu'une faible part de ce flux (3 à 5 %), si bien que le rayonnement peut être considéré comme monochromatique.

Après extinction, il importe que le sodium ne se condense pas en un seul point du tube, ce qui empêcherait le réallumage ; pour cette raison, certaines positions de fonctionnement doivent être exclues. Les constructeurs fournissent d'ailleurs des schémas angulaires qui indiquent les positions admissibles. De plus, de petits bossages ménagés sur le tube à décharge ont permis de créer des points froids qui favorisent une meilleure répartition du sodium au cours de sa condensation.

Évidemment, la lumière monochromatique émise limite l'emploi des lampes à vapeur de sodium aux seules applications pour lesquelles la distinction des couleurs n'a aucune importance. En revanche, cette lumière possède des propriétés intéressantes pour la vision : l'acuité visuelle et la vitesse de perception sont accrues, les contrastes sont plus accentués, la vision par temps de brouillard est meilleure car les rayonnements de longueurs d'onde moyennes sont moins diffusés par les fines gouttelettes. Ainsi, les lampes à vapeur de sodium offrent de précieux avantages pour l'éclairage routier et l'éclairage des passages souterrains. Elles sont également très appréciées pour l'éclairage des halls de fonderies et de laminoirs, des quais, etc.

Les lampes à vapeur de sodium à haute pression ont une efficacité lumineuse plus grande que les précédentes et elles donnent une bonne apparence des couleurs. Elles ont une forme tubulaire ou une forme ovoïde. Le tube à décharge est en alumine frittée possédant un coefficient de transmission élevé pour les rayonnements visibles ; la lumière est de teinte chaude (fig. III-13). L'efficacité lumineuse est comprise entre 80 et 100 lm/W, la durée de vie atteint 4 000 heures (perte relative de 15 % du lumineux après ce temps). Dans le modèle tubulaire, l'enveloppe extérieure est en verre clair ; dans le modèle ovoïde, elle est en verre satiné, ce qui réduit considérablement sa luminance. La forme adoptée permet de placer ces lampes dans les lanternes actuellement en service. Ces lampes sont utilisées pour l'éclairage industriel (fonderies, forges, aciéries, grands halls), pour l'éclairage des grands espaces (chantiers navals, quais maritimes, carrefours dangereux, terrains de sports) et pour l'illumination de monuments et de jardins.

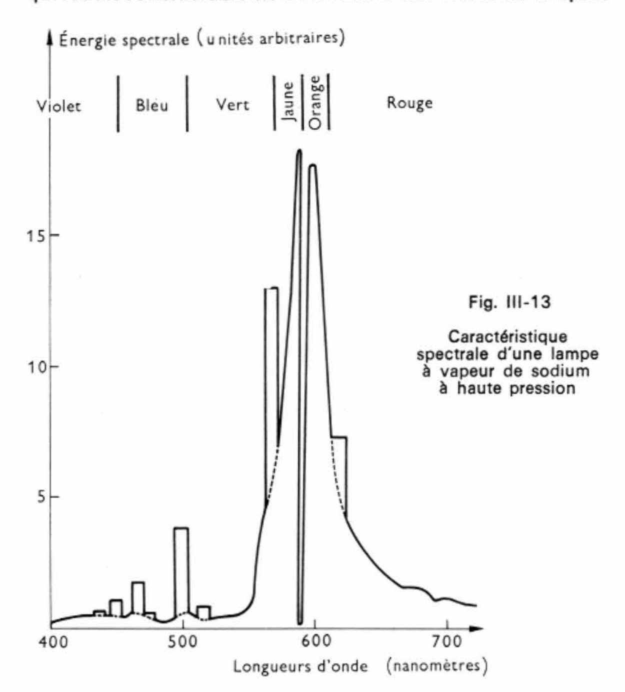


Fig. III-13

Caractéristique spectrale d'une lampe à vapeur de sodium à haute pression

3.4. Lampes à vapeur de mercure. — En raison de sa couleur bleu verdâtre, la lumière du mercure n'est plus guère employée seule pour l'éclairage et nous nous borne-

rons à quelques indications d'ordre général. Rappelons que c'est l'inventeur américain Cooper Hewitt qui, en 1903, construisit le premier des lampes à vapeur de mercure fonctionnant en courant alternatif.

L'étude de la décharge électroluminescente dans la vapeur de mercure montre que l'efficacité lumineuse augmente et que la composition spectrale de l'émission lumineuse s'enrichit au fur et à mesure que la pression croît. Aux faibles pressions apparaissent d'abord les raies de résonance situées dans l'ultraviolet (185 et 253,7 nm) ; cette propriété est mise à profit dans les lampes germicides et les lampes productrices d'ozone qui comportent, bien entendu, un verre spécial transparent aux radiations considérées. Quand la pression augmente, de nouvelles raies apparaissent dans le proche ultraviolet (365 nm) et dans le domaine visible : radiations vertes (546 nm) et radiations jaunes (577 nm), mais l'émission ne comporte aucune radiation rouge. Aux régimes poussés et aux très fortes pressions, la multiplication des raies s'accompagne de leur élargissement et de l'apparition d'un spectre continu superposé au spectre des raies.

Les différents types de lampes à vapeur de mercure se distinguent donc essentiellement par la valeur de la pression de fonctionnement : lampes à faible pression (1 atmosphère), à moyenne pression (10 atmosphères), à forte pression (100 atmosphères). Dans les lampes à moyenne et à forte pression, le tube à décharge est en quartz ; les lampes à haute pression sont refroidies par une circulation d'eau. Les propriétés très actiniques de ce rayonnement (dues à la présence des radiations bleues, violettes et ultraviolettes) sont mises à profit dans des lampes spéciales, généralement tubulaires, utilisées en photogravure et dans les machines à tirer les plans. Deux modèles de lampes à haute pression sont particulièrement utilisés en éclairage, l'un ovoïde de 125 W, l'autre tubulaire de 1 000 W. En outre, un modèle de 125 W est réalisé sous forme d'ampoule à faisceau dirigé.

Si, pour l'éclairage public, les lampes à vapeur de mercure ont été supplantées par des lampes à ballon fluorescent, elles conservent néanmoins encore un domaine d'application propre correspondant à des usages spéciaux : éclairage de frondaisons, triage du charbon, examen des surfaces polies, photographie, reproductions photomécaniques, etc.

Lampes à iodures métalliques. — Ce sont des sources à vapeur de mercure dans lesquelles ont été ajoutés d'autres gaz sous forme d'iodures (césium, lithium et surtout thallium). À la température normale de fonctionnement (6 300 °C) l'iodure de thallium se trouve dissocié ; l'iode et le thallium sont libres et à concentration élevée dans l'arc où les atomes de thallium émettent une lumière verte. En parvenant au contact de la paroi du tube à décharge, l'iode et le thallium se recombinent. L'iode assure donc un cycle de la même manière que dans une lampe à incandescence à halogène. Lorsque l'arc est interrompu, la recombinaison de l'iode et du thallium se fait également. De l'iode en excès contrarierait l'amorçage lors de la remise en fonctionnement de la lampe.

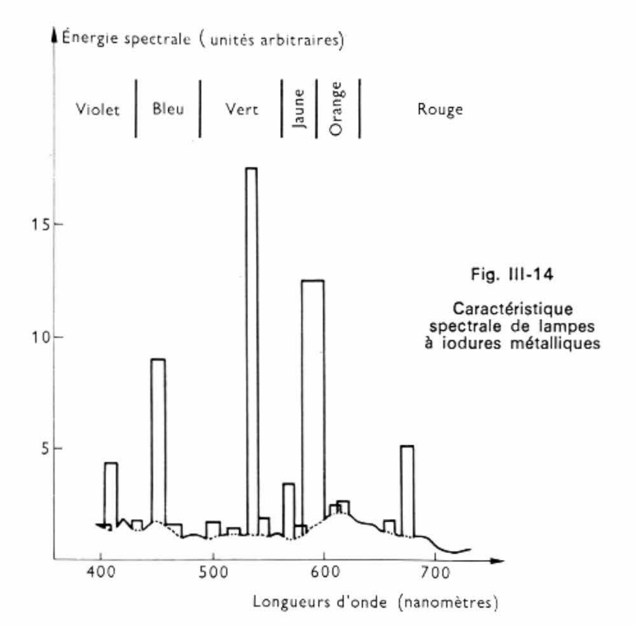


Fig. III-14
Caractéristique spectrale de lampes à iodures métalliques

D'autres éléments peuvent jouer le même rôle que le thallium ; ce sont : l'indium (lumière bleue), le sodium (lumière jaune), le scandium (lumière rouge) et quelques autres métaux alcalins ou alcalino-terreux. Certaines lampes à iodures métalliques, grâce à un dosage judicieux des iodures de thallium, de sodium et d'indium peuvent fournir une belle lumière blanche, assurant un rendu correct des couleurs avec une efficacité lumineuse de 95 lm/W (fig. III-14). Elles sont généralement de forme tubulaire (verre dur) ; un amorceur est incorporé et la lampe fonctionne en position horizontale. La durée de mise en régime est voisine de trois à quatre minutes et l'intensité du courant à l'allumage est égale à deux fois celle du courant du régime nominal. On fabrique également des lampes à iodures métalliques pouvant fonctionner quelles que soient leurs positions.

Les applications de ces lampes sont les mêmes que celles de la lampe à sodium à haute pression (éclairage des grands espaces) ; en outre, elles sont utilisées pour l'éclairage lors des retransmissions de télévision en couleurs.

3.5. Lampes à lumière mixte. — Un grave inconvénient des lampes à vapeur de mercure est l'absence de rayonnement rouge dans la lumière qu'elles émettent. Pour y remédier, dans une même ampoule opalisée ont été placés un petit tube à vapeur de mercure à haute pression et un filament de lampe à incandescence ; celui-ci assure la stabilisation de la décharge et contribue pour 45 à 50 % à la production du flux lumineux (fig. III-15). Ce procédé permet d'éviter l'emploi d'un appareillage auxiliaire.

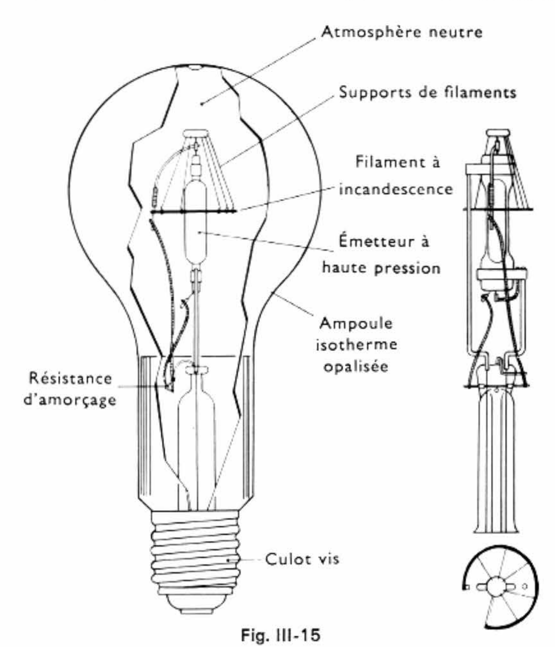


Fig. III-15

Cependant, comme l'amorçage du tube n'est possible que sous une tension de 220 V, ces lampes ne peuvent être utilisées sur une distribution à 115 ou 127 V. Ces lampes, dites à *lumière mixte*, sont fabriquées en trois puissances : 160, 250 et 500 W. La durée de vie de ces lampes est près de six fois celle des lampes à incandescence et leur efficacité lumineuse atteint 20 lm/W environ. La lumière émise est une lumière blanche, très agréable, proche de celle du jour. Ces lampes sont intéressantes pour l'éclairage des grands espaces, des grands locaux industriels et pour s'affranchir de la sujétion d'un ballast. Elles sont employées en éclairage public, dans les garages, les cours d'usines, les ateliers, les entrepôts, les hangars, etc. Leur composition spectrale les a également fait adopter pour des éclairages de plantes et de serres.

4. LAMPES FLUORESCENTES

Ce sont des lampes à vapeur de mercure à basse pression, en régime d'arc, dont la paroi interne est recouverte de substances fluorescentes.

4.1. Substances fluorescentes. — Le revêtement fluorescent du tube est un mélange intime de poudres choisies parmi des sels minéraux dont la bande d'absorption couvre les raies les plus intenses du spectre de la décharge ultraviolette (spécialement la raie du mercure de longueur d'onde égale à 253,7 nm). Généralement, il est nécessaire d'incorporer à ces poudres, des traces d'un métal dit *luminogène* (manganèse ou plomb, par exemple), dont le rôle est d'augmenter l'intensité de la fluorescence. Cependant, certaines impuretés, même en infimes quantités, peuvent suffire à empêcher la fluorescence et c'est pourquoi la fabrication des poudres fluorescentes exige des soins minutieux et un contrôle particulièrement sévère. Le tableau ci-après donne les principales caractéristiques de fluorescence de quelques sels minéraux.

Sels fluorescents	Longueur d'onde correspondant au maximum d'absorption (en nanomètres)	Longueur d'onde correspondant au maximum d'émission (en nanomètres)	Couleur du rayonnement fluorescent
Borate de cadmium	250	615	Rose-rouge
Silicate de cadmium	240	595	Jaune-rose
Silicate double de béryllium et de zinc	253,7	592,5	Blanc-jaune
Silicate de zinc	253,7	525	Vert
Tungstate de magnésium	285	480	Blanc bleuté
Tungstate de calcium	272	440	Bleu

En mélangeant en proportions convenables un certain nombre de produits fluorescents, il est possible d'obtenir une lumière ayant la teinte désirée ; à cet égard, les possibilités sont très variées. Bien entendu, il est indispensable que le revêtement fluorescent soit d'une épaisseur appropriée pour obtenir une transformation optimale du rayonnement excitateur en lumière visible.

4.2. Constitution d'une lampe fluorescente à cathode chaude. — Une lampe fluorescente à cathode chaude se présente sous forme d'un tube de verre rectiligne recouvert sur sa paroi interne du mélange de substances fluorescentes choisi (III-16). Ce tube, vidé d'air et purgé de ses impuretés, contient un gaz rare, argon généralement, et une gouttelette de mercure. À chaque extrémité est scellé un culot muni de deux ergots qui s'insèrent dans une douille-support (il suffit de tourner la lampe d'un quart de tour pour qu'elle se trouve verrouillée dans la douille et pour que la liaison électrique avec les circuits extérieurs soit assurée). Les culots supportent les électrodes qui sont constituées par un filament de tungstène bispiralé, recouvert d'oxydes de terres rares, destinés à favoriser l'émission des électrons à chaud. Dans la plupart des modèles, une petite coupelle isolée, placée devant les électrodes, sert à maintenir constante leur température et à recueillir les particules qui leur sont arrachées par la décharge ; cela permet de ralentir le noircissement aux extrémités du tube.

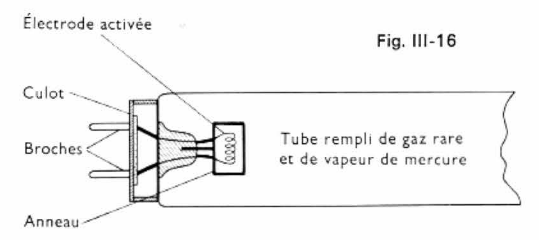


Fig. III-16

L'allumage de la lampe est facilité par un chauffage des électrodes avant l'amorçage de la décharge ; la tension nécessaire à l'amorçage peut ainsi être plus faible. Le circuit de préchauffage des électrodes comporte un dispositif appelé « starter », qui provoque automatiquement la fermeture de ce circuit à la mise sous tension de la lampe et son ouverture au moment opportun. La durée moyenne du préchauffage est de deux secondes environ.

Pour le montage de la lampe, la plupart des constructeurs prévoient un accessoire, appelé *réglette ;* elle se présente sous la forme d'un boîtier de forme allongée, en aluminium poli ou en tôle peinte. Dans les modèles les plus simples, la réglette supporte les douilles et le starter ; dans d'autres modèles un peu plus encombrants, la réglette forme un bloc qui, en plus de ces accessoires, renferme les appareillages d'alimentation : inductances, transformateurs, etc. (fig. III-17). Le bloc est quelquefois disposé pour recevoir directement les éléments d'un appareil d'éclairage simplifié, diffuseur ou réflecteur. Dans d'autres cas, les différents accessoires sont montés directement dans le luminaire ou dans l'installation.

4.3. Couleurs des lampes. — Un mélange convenable des sels, entrant dans la composition d'un revêtement fluorescent, permet d'obtenir une gamme de nuances extrêmement variée, répondant à tous les besoins et à toutes les exigences de la décoration moderne. Ainsi, il est possible de réaliser des éclairages colorés dont le rendement dépasse largement celui des procédés antérieurement connus (ils entraînaient toujours une absorption plus ou moins grande de la lumière fournie par une source). Pour des raisons évidentes, en ce qui concerne les lampes d'usage courant, il a été nécessaire de limiter le nombre de teintes offertes aux utilisateurs. Parmi celles-ci, nous trouvons (la désignation commerciale peut varier légèrement d'un constructeur à l'autre) :

— *Le blanc à haute efficacité* ou *blanc industrie.* — Cette teinte donne une lumière assez froide, ne comportant pas suffisamment de rayonnements rouges et bleus, mais elle permet d'obtenir une grande efficacité lumineuse. Les lampes de cette catégorie conviennent donc aux installations d'éclairage dont le rendement doit être grand mais dans lesquelles une légère distorsion dans le rendu des couleurs peut être tolérée.

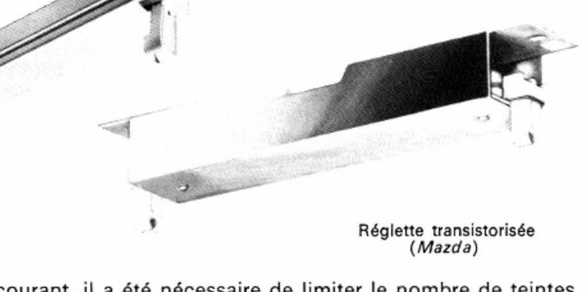


Fig. III-17

Réglette-bloc standard à allumage instantané (*Mazda*)

Réglette transistorisée (*Mazda*)

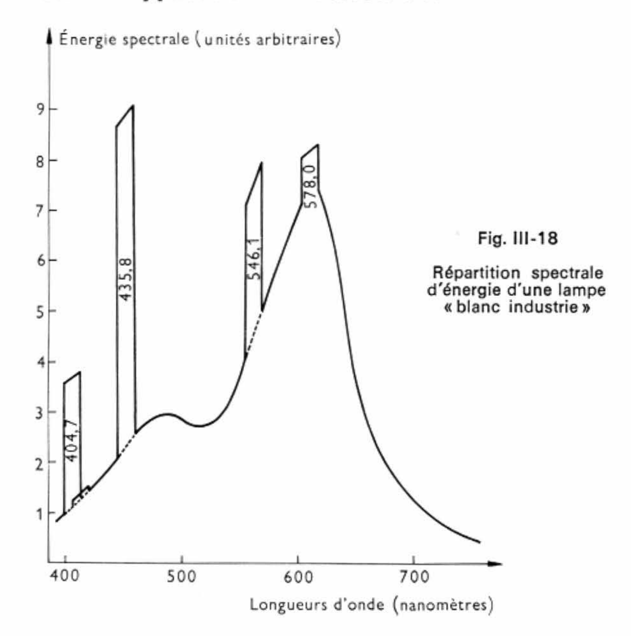


Fig. III-18

Répartition spectrale d'énergie d'une lampe « blanc industrie »

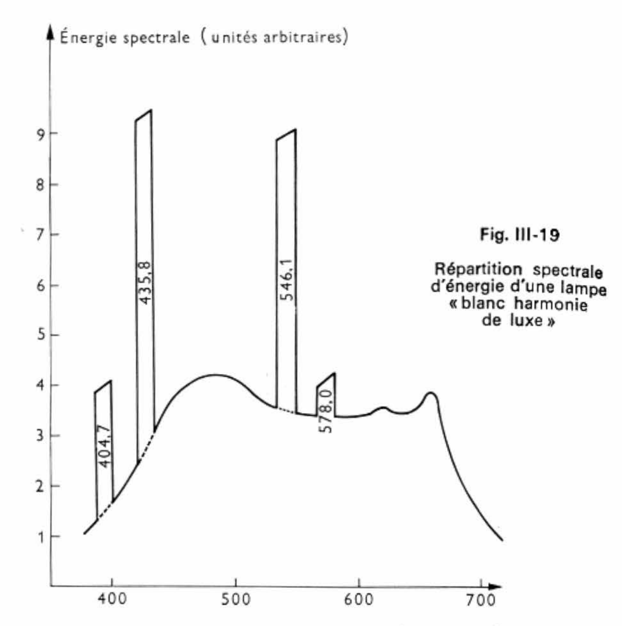


Fig. III-19

Répartition spectrale d'énergie d'une lampe « blanc harmonie de luxe »

La figure III-18 donne le graphe d'énergie spectrale de la lampe dite « blanc industrie » (blanc à haute efficacité).

— La teinte, appelée *lumière du jour de luxe*. — La lumière du jour produite par l'éclairage naturel offre des caractéristiques de couleur très variables suivant le lieu, la saison, l'heure, l'état du ciel. La teinte lumière du jour d'une lampe fluorescente est sensiblement comparable à la lumière d'un ciel clair de juin. Cette teinte crée une ambiance très froide qui n'est acceptable qu'à condition de pousser les éclairements à des niveaux très élevés, mais elle offre alors l'avantage d'une excellente définition des couleurs. En décoration, elle ne peut être utilisée que dans des compositions dûment étudiées où elle reste cependant d'un maniement extrêmement délicat. En revanche, elle convient aux éclairages des fleurs et des plantes, de certains locaux professionnels (cabinets dentaires, magasins de blanc, teintureries, poissonneries, etc.) et à des applications professionnelles spéciales nécessitant certains contrôles de couleurs.

— *La teinte blanc brillant de luxe*. — Cette teinte donne un rendu suffisamment fidèle des couleurs et exige des éclairements bien moins grands que la teinte « lumière du jour ». Elle convient à la majorité des applications: éclairage de bureaux, salles de cours, locaux administratifs, hôtels, restaurants, etc.

— *La teinte blanc soleil de luxe*. — Comparée aux précédentes, cette teinte est plus riche en radiations de grande longueur d'onde; elle permet d'obtenir une ambiance plus intime et plus chaude. Elle est recommandée dans les locaux où une impression de confort est recherchée: habitations, magasins, hôtels, salles de spectacle, etc. Elle permet d'excellentes associations avec la lumière à incandescence.

— *La teinte blanc harmonie de luxe*. — Cette teinte blanche permet de résoudre de nombreux problèmes industriels, notamment d'échantillonner et de contrôler les blancs et les tons neutres (gris). Le graphe spectral d'énergie correspondant est représenté sur la figure III-19.

Remarque: Des tubes, ayant apparemment la même teinte, peuvent émettre des lumières de compositions spectrales légèrement différentes. Ces tubes ne donneront pas le même « rendu » des couleurs. Par ailleurs, pour éviter certaines impressions lumineuses désagréables avec l'éclairage par fluorescence, il faut augmenter les niveaux d'éclairement quand une teinte est remplacée par une autre plus froide. Dans tous les cas, il est nécessaire de prévoir des éclairements plus élevés que ceux adoptés dans l'éclairage par incandescence.

4.4. Principaux types de lampes. — Les caractéristiques de diverses lampes à cathode chaude, avec préchauffage des électrodes et allumage par starter, sont données par le tableau suivant.

Puissance (watts)	Diamètre extérieur (millimètres)	Longueur culots non compris (millimètres)	Flux lumineux (lumens)	Remarques
4	16	136	150	En « blanc industrie »
6	16	212	300	
8	16	288	450	
16	38	360	550-700	Usage courant; flux variable suivant la teinte
20	38	590	700-1 150	
40	38	1 200	1 700-3 200	
65	38	1 500	2 800-5 100	
110	38	2 367	5 900-8 900	Grande puissance; flux variable suivant la teinte
215	38	2 367	10 500-15 500	
140	38	1 500	5 600-9 000	Type à allumage rapide sans starter

La lampe de 140 W qui figure à la dernière ligne de ce tableau, est une lampe à allumage instantané, munie de culots à contacts protégés. En dehors des modèles indiqués ci-dessus, il existe d'autres catégories de lampes à cathode chaude. Les unes, *à allumage instantané*, sans starter, diffèrent peu des précédentes; les autres possèdent un système d'allumage en régime luminescent. Ces dernières ont des longueurs voisines de 1,80 ou 2,40 m et leur durée de vie moyenne atteint 7 500 heures. Dans la nuance blanc froid (3 300 °C), le flux émis et la puissance de la lampe ont respectivement pour valeurs: 4 300 lm et 73 W (pour la lampe de 2,40 m). Les lampes fluorescentes à miroir sont munies d'un réflecteur interne sur les deux tiers de leur circonférence et, par conséquent, sont peu sensibles aux effets de l'empoussiérage. Les lampes circulaires de 32 et 40 W, à teintes corrigées « de luxe » sont particulièrement utilisées pour l'éclairage par plafonniers.

4.5. Lampes à ballon fluorescent. — Les lampes fluorescentes tubulaires convenant mal pour certains luminaires, vers 1950 est apparue une lampe fluorescente de forme ovoïde désignée sous le nom de *lampe à ballon fluorescent* ou *lampe à lumière corrigée*.

Dans l'axe de l'ampoule se trouve un petit tube en quartz de quelques centimètres de longueur, appelé brûleur (fig. III-20). Il est rempli d'un mélange d'argon et de vapeur de

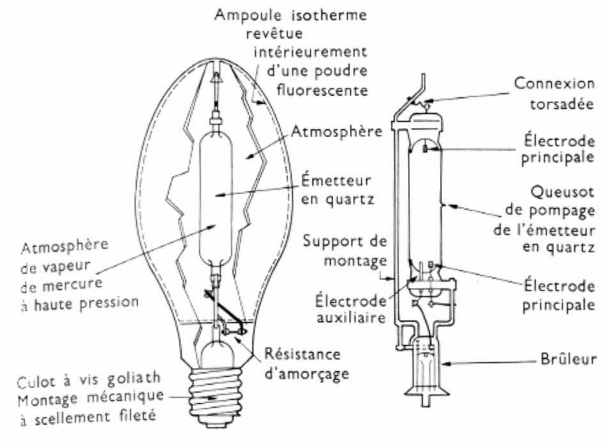


Fig. III-20

mercure et est muni, à ses extrémités, de deux électrodes reliées aux entrées de courant. Il comporte une électrode auxiliaire qui facilite l'amorçage. La pression, à l'intérieur du tube, est réglée à une valeur qui est généralement comprise entre 1 et 5 atmosphères (1 à 5.10^5 N/m^2). Sous ces pressions, le rayonnement ultraviolet émis lors de la décharge, est principalement composé de radiations dont les longueurs d'onde sont 313 et 365 nm, tandis que dans les lampes tubulaires à basse pression, c'est la raie de longueur d'onde égale à 253,7 nm qui est prédominante.

Il s'ensuit que les substances fluorescentes, qui servent pour le poudrage de ces dernières, ne conviennent pas aux lampes à ballon et c'est généralement le fluorgermanate de magnésium activé au manganèse qui est utilisé. Une autre difficulté résidait dans la sensibilité de ces substances aux effets de la température; l'efficacité maximale est obtenue entre 300 et 400 °C pour le fluorgermanate de magnésium alors que, pour un tube fluorescent, la température de régime sur la paroi n'atteint guère que 40 °C. Pour cette raison, les ballons ont des dimensions et des formes spécialement étudiées pour éviter toute surchauffe locale et pour assurer une distribution isotherme de la température, adaptée à l'efficacité optimale des poudres. Ainsi, dans une lampe de 400 W, la paroi du ballon atteint une température de régime de 300 à 350 °C.

L'espace compris entre le brûleur et l'ampoule fluorescente est soit vide, soit rempli d'un gaz approprié sous pression réduite. Ainsi, aux températures atteintes, l'enduit fluorescent ne peut être altéré par les réactions photochimiques susceptibles de se produire sous l'action des radiations ultraviolettes. Plus récemment, un revêtement au vanadate d'yttrium activé à l'europium a permis d'obtenir un meilleur rendu de couleur avec une efficacité lumineuse accrue.

— *Principaux types de lampes*

Puissance absorbée (watts)	Flux (lumens)	Dimensions (millimètres)	
		Diamètre	Longueur
50	1 900	56	129
80	3 750	71	156
125	6 200	76	177
250	13 500	91	227
400	23 000	121	290
700	42 500	141	329
1 000	55 000	166	410

La durée de vie de ces lampes est de 6 000 heures en moyenne; à l'expiration de ce délai, la baisse d'efficacité lumineuse est voisine de 15 % et il convient alors de les remplacer.

— *Caractéristiques principales.* — Ces lampes peuvent fonctionner dans n'importe quelle position. En raison de la température élevée atteinte par l'ampoule, leur utilisation dans des lanternes ouvertes implique quelques précautions, afin qu'elles soient bien protégées des intempéries. Comme la plupart des lampes à décharge, elles possèdent une caractéristique d'arc et doivent être raccordées au réseau alternatif par l'intermédiaire d'un ballast (inductance ou autotransformateur à fuites suivant la tension de distribution). Du fait de la présence de cet accessoire, la consommation est majorée de 10 à 20 %. L'adjonction d'un condensateur de quelques dizaines de microfarads est nécessaire pour relever le facteur de puissance à une valeur voisine de 0,9 (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 24). Dans les installations importantes (éclairage public, grands établissements industriels), une compensation globale peut être substituée à cette compensation individuelle.

Ces lampes atteignent leur régime normal de fonctionnement en 4 à 8 minutes suivant leur puissance (temps nécessaire à la volatilisation du mercure); après une extinction, le temps de réallumage est de même durée. À l'opposé des lampes fluorescentes tubulaires, qui sont très sensibles aux variations de la température ambiante, les lampes à ballon fluorescent émettent un flux lumineux pratiquement constant, jusqu'à des températures de — 20 °C environ.

Le flux lumineux est composé, d'une part, du rayonnement des substances fluorescentes (concentré dans la partie rouge du spectre) et, d'autre part, du rayonnement visible issu de la décharge dans le mercure (sensiblement 90 % du rayonnement total). Ce rayonnement comprend trois raies (jaune, verte et violette) superposées à un spectre continu (fig. III-21). La lumière résultante est une lumière blanche qui donne un rendu des couleurs satisfaisant. L'intensité efficace du courant, la puissance et le flux

Énergie relative
70
60
50
40
30
20
10
0
400
500
600
700
Longueurs d'onde (nanomètres)
Violet Bleu Vert Jaune Orangé Rouge

Fig. III-21

Répartition spectrale d'énergie d'une lampe à ballon fluorescent de 400 W

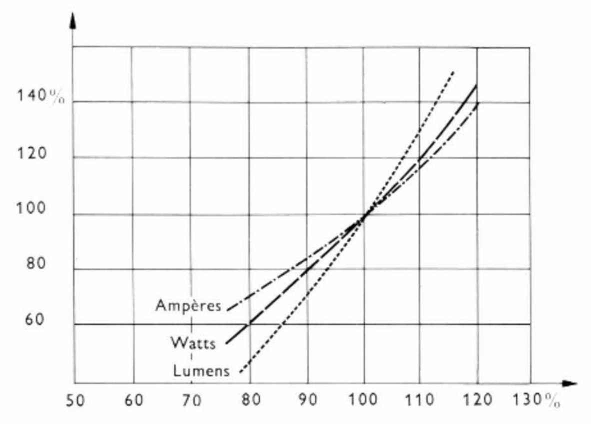


Fig. III-22 — Courbes caractéristiques d'une lampe à ballon fluorescent de 400 W

lumineux varient en fonction de la tension primaire d'alimentation suivant une loi sensiblement linéaire dans un large domaine autour de la tension nominale (fig. III-22).

5. AMORÇAGE ET PARTICULARITÉS DE FONCTIONNEMENT DES LAMPES À DÉCHARGE

Dans toutes les lampes à décharge il faut prévoir un dispositif pour provoquer une surtension lorsque l'amorçage est nécessaire et pour stabiliser la décharge, c'est-à-dire pour maintenir la tension et l'intensité de courant à leurs valeurs de régime pendant le fonctionnement. Ces dispositifs sont différents selon qu'il s'agit de tubes à cathode froide ou de tubes à cathode chaude.

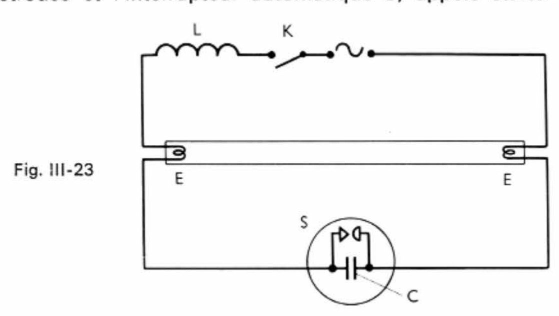
5.1. Procédés d'amorçage des lampes à décharge

5.1.1. Tubes à cathode froide. — Il s'agit de créer une chute de tension lorsque le tube est amorcé. Ce résultat est obtenu soit en branchant, en série avec le tube, une inductance *L* qui provoque une chute de tension dès que le tube est amorcé, soit plus généralement en connectant le tube à décharge directement au secondaire d'un transformateur à fuites (transformateur dans lequel se produit une chute de tension d'autant plus grande que l'intensité efficace du courant est plus importante).

5.1.2. Tubes à cathode chaude. — Plusieurs procédés peuvent être employés :

— *Allumage par préchauffage.* — Ce dispositif est très couramment utilisé (fig. III-23). À la fermeture de l'interrupteur principal *K*, le courant traverse l'inductance *L*, les électrodes et l'interrupteur automatique *S*, appelé starter

Fig. III-23



Circuit d'allumage par préchauffage des électrodes
C : Condensateur antiparasite. — E : Électrodes. — K : Interrupteur. — L : Inductance. — S : Interrupteur automatique (starter)

(qui est fermé). Les électrodes s'échauffent et, après un temps très court, l'interrupteur automatique s'ouvre en coupant le circuit de préchauffage. Il se produit une pointe de tension (coupure d'un circuit très inductif), (V. t. 1, Électricité, chap. 26) et cela provoque l'amorçage de la décharge. Sur les réseaux à 127 V, l'inductance est remplacée par un transformateur à fuites.

Plusieurs modèles d'interrupteurs automatiques sont utilisés. Le starter à gaz (fig. III-24) est un petit tube à décharge dans le néon, contenant une *bilame*. À la mise sous tension, une décharge s'établit dans le néon, la bilame se déforme par échauffement et ferme le circuit de

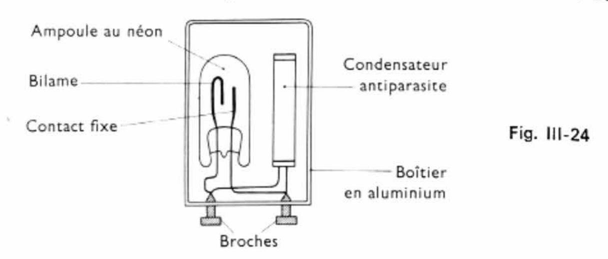


Fig. III-24

Coupe schématique d'un starter à gaz

préchauffage. La décharge s'arrête aussitôt dans le starter, la bilame se refroidit et s'ouvre : la tension du réseau se trouve alors appliquée aux bornes de la lampe. L'interrupteur automatique reste ensuite avec ses contacts ouverts, c'est-à-dire prêt à fonctionner pour le cycle d'allumage suivant. Un petit condensateur, placé en dérivation aux bornes du tube à néon, a pour objet de réduire les parasites radiophoniques engendrés lors du fonctionnement et il facilite l'amorçage.

Cet interrupteur automatique est enfermé dans un petit boîtier en aluminium muni d'un culot à deux broches. Il se place dans une monture à baïonnette à la façon d'une lampe à incandescence, ce qui facilite le remplacement de cet organe.

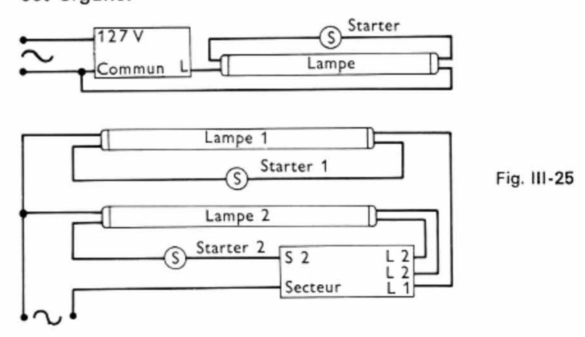


Fig. III-25

La figure III-25 donne des exemples de schémas pour le montage de tubes fluorescents.

— *Allumage par résonance.* — Le circuit d'alimentation comprend une inductance *L* montée en série avec la lampe et un condensateur *C* placé en dérivation (fig. III-26).

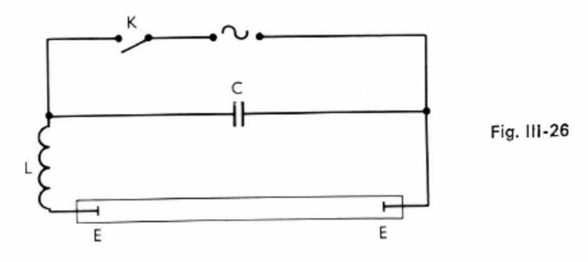


Fig. III-26

Circuit d'allumage par résonance
C : Condensateur. — E : Électrodes. — L : Inductance

L'ensemble est calculé pour former un circuit résonnant (V. t. 1, Électricité, chap. 32). L'allumage est instantané, mais la surtension d'allumage détériore rapidement les électrodes.

— *Allumage en régime luminescent.* — Ce procédé est utilisé dans les lampes dites « limline », qui comportent des électrodes de construction spéciale. Le transformateur d'alimentation est conçu pour provoquer l'amorçage de la lampe en régime luminescent, comme pour les tubes à cathode froide, mais il se forme très vite un point incandescent sur les électrodes et le fonctionnement en régime d'arc se substitue rapidement au précédent.

Éclairage électrique



Ci-contre, illumination d'une maison canadienne et du jardin qui l'entoure, à l'aide de projecteurs étanches de 200 W ; la puissance installée est inférieure à 1 kW.

Ci-dessous, salle de séjour éclairée au moyen de projecteurs équipés de lampes à incandescence à réflecteur interne.



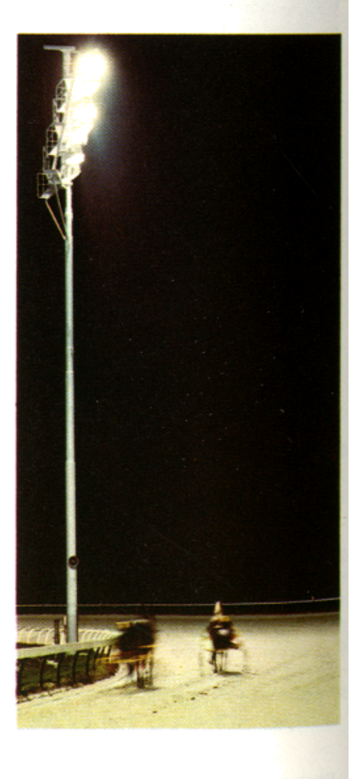
Borne d'éclairage rasant, omnidirectionnelle, de section triangulaire ; elle reçoit des lampes à ballon fluorescent de 50 et 80 W ou des lampes à incandescence de 100 W.

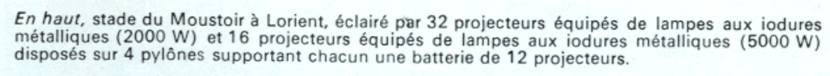


Photos : Holophane, J.R. Evenou-Mazda.



Hippodrome de Cagnes : pylône équipé de 6 projecteurs rectangulaires munis de lampes à halogène double enveloppe de 2000 W.





En haut, stade du Moustoir à Lorient, éclairé par 32 projecteurs équipés de lampes aux iodures métalliques (2000 W) et 16 projecteurs équipés de lampes aux iodures métalliques (5000 W) disposés sur 4 pylônes supportant chacun une batterie de 12 projecteurs.

En bas à gauche, nouvelle patinoire de Clermont-Ferrand, éclairée par 3 herses dans lesquelles sont installés des projecteurs équipés de lampes à halogène (1000 W) et de lampes à vapeur de sodium haute pression (400 W) ; éclairement moyen : 600 lux.

Photos : Holophane, J.R. Evenou-Mazda.

— *Allumage instantané.* — Dans certains cas, éçlairage d'escaliers ou de couloirs, par exemple, il est nécessaire d'obtenir un allumage instantané des lampes à cathodes chaudes. Cela impose de supprimer l'interrupteur automatique. Une solution, utilisée avec les lampes fonctionnant sur les réseaux à 220 V, consiste à placer une bande conductrice de résistance convenable sur toute la longueur de la paroi interne du tube. La tension d'amorçage à froid se trouve réduite, mais le rendement de la lampe est légèrement diminué. Les électrodes et les culots sont de construction spéciale.

5.2. Stabilisation de la décharge en régime d'arc. Quand la lampe fonctionne en régime d'arc, la décharge doit être stabilisée. La caractéristique $U(I)$ d'un arc électrique (V. t. 2, Électrothermie, chap. 1) possède une pente négative, c'est-à-dire que la tension aux bornes décroît quand l'intensité du courant de décharge augmente. Pour stabiliser la décharge, il est nécessaire de placer une impédance en série avec l'arc. Celle-ci est souvent désignée par le terme américain de *ballast*. En courant alternatif, le ballast est une inductance ou un autotransformateur à fuites (selon la tension du réseau de distribution). En courant continu, il est possible d'utiliser une résistance constituée par le filament d'une lampe à incandescence concourant, par ailleurs, à la production de la lumière. Des dispositions spéciales doivent être adoptées, d'une part, pour amorcer la décharge, d'autre part, pour inverser périodiquement la polarité des électrodes.

6. PARTICULARITÉS DE FONCTIONNEMENT DES DIFFÉRENTES SOURCES LUMINEUSES

6.1. Influence de la tension d'alimentation. — La tension d'alimentation influe *considérablement* sur la puissance absorbée, sur l'efficacité lumineuse et sur la durée de vie des lampes à *incandescence*.

Les fluctuations de la tension ont également une influence importante sur les caractéristiques des lampes à décharge. Pour de faibles variations de la tension autour de la valeur nominale, les caractéristiques varient linéairement. Si la valeur efficace de la tension augmente de 10 %, le flux lumineux croît de 15 à 20 %, l'efficacité lumineuse de 5 à 10 %, l'intensité efficace du courant de 25 à 30 %, la puissance consommée de 20 à 25 %. Pour des baisses importantes de tension, le préchauffage des électrodes peut devenir insuffisant et des phénomènes de battement peuvent être observés avec impossibilité d'allumage.

6.2. Efficacité lumineuse. — L'efficacité lumineuse d'une lampe à décharge est quatre à cinq fois plus grande que celle d'une lampe à incandescence; la chaleur rayonnée qui représente environ le tiers de la puissance perdue et le quart de la puissance consommée est trois fois moindre. Les pertes dans le ballast s'ajoutent évidemment à ces pertes qui concernent la lampe seule.

6.3. Papillotement et effet stroboscopique. — Le filament des lampes à incandescence oppose une certaine inertie calorifique aux variations périodiques du courant d'alimentation de fréquence 50 Hz et les variations de flux lumineux ont une amplitude faible: elles ne sont pas perceptibles. Il n'en est pas de même avec les lampes fluorescentes alimentées par un réseau à la fréquence de 50 Hz. À chaque alternance, le courant s'annule et il en est de même du rayonnement ultraviolet: il se produit 100 extinctions par seconde. Ces variations périodiques du flux lumineux sont désignées sous le nom de *papillotement*. Comme les poudres fluorescentes possèdent toujours certaines propriétés de phosphorescence, l'émission de flux lumineux ne cesse jamais complètement: le revêtement atténue sensiblement l'amplitude du papillotement, mais celui-ci n'est pas complètement supprimé. Il est d'autant plus marqué que la teinte du tube est plus froide. D'autre part, il se fait particulièrement sentir aux extrémités du tube. Il est également accusé quand les lampes sont usées.

Ces variations périodiques du flux lumineux peuvent donner lieu à des effets stroboscopiques gênants lorsque les lampes fluorescentes servent pour l'éclairage de pièces en mouvement. Pour supprimer ces effets du papillotement, divers procédés sont mis en œuvre:

— *montage en duo:* montage de deux tubes alimentés sous des tensions déphasées l'une par rapport à l'autre (au moyen d'un condensateur, par exemple);

— répartition des lampes sur les trois phases d'un réseau triphasé (les tensions d'alimentation sont alors déphasées de 120° les unes par rapport aux autres);

— habillage des extrémités de la lampe par de petits embouts servant d'enjoliveurs cache-électrodes, ce qui conduit à des pertes de lumière insignifiantes.

Dans le cas des réseaux à 25 Hz, le papillotement devient très sensible et l'emploi de lampes fluorescentes montées directement sur la distribution n'est guère recommandable.

6.4. Parasites radiophoniques. — Le fonctionnement d'un tube à décharge peut produire des rayonnements électromagnétiques susceptibles de troubler les réceptions radiophoniques (particulièrement sur certaines bandes de fréquences) des récepteurs placés dans son voisinage. Ces parasites peuvent se propager, soit par rayonnement direct des lampes, soit par rayonnement ou conduction à partir du circuit d'alimentation (c'est-à-dire du réseau). En général, il suffit de placer le récepteur et son antenne à plus de deux mètres des lampes pour rendre leur rayonnement négligeable. La propagation par les conducteurs d'installation peut être arrêtée par l'emploi de systèmes de filtrage si l'effet de filtre des ballasts eux-mêmes ne se révèle pas suffisant. Dans certaines applications professionnelles de la radio, il peut être nécessaire de recourir à des dispositifs spéciaux, notamment à des écrans métalliques mis à la terre.

6.5. Influence de la température. — La température n'a pas d'influence sensible sur le flux lumineux émis par les lampes à incandescence. Il n'en est pas de même pour les lampes à décharge (fig. III-27). Cela est dû au fait que la

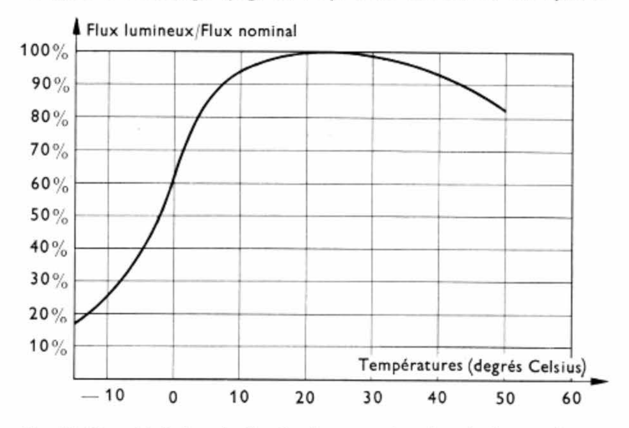


Fig. III-27 — Variation du flux lumineux en fonction de la température en air calme

pression de la vapeur du mercure dépend étroitement de la température. Comme les lampes sont réalisées de façon à fournir le flux lumineux maximal pour une température ambiante de 20 °C, toute variation autour de cette température a pour effet de réduire l'intensité du rayonnement ultraviolet et, partant, l'excitation des poudres fluorescentes.

Dans la construction des appareils d'éclairage intérieur, afin de ne pas dépasser la température de régime optimal, il faut prévoir une ventilation suffisante; pour une armature à plusieurs lampes, il faut ménager un intervalle suffisant entre les tubes. Au contraire, dans les appareils d'extérieur, il faut se prémunir contre l'effet des basses températures. Le problème peut être compliqué par des difficultés d'amorçage et les dispositions de construction doivent être spécialement étudiées pour ce mode d'emploi.

6.6. Durée de vie moyenne. — On estime que la vie utile d'une lampe prend fin lorsque son flux lumineux a diminué de 20 %. Pour les lampes à *incandescence*, la

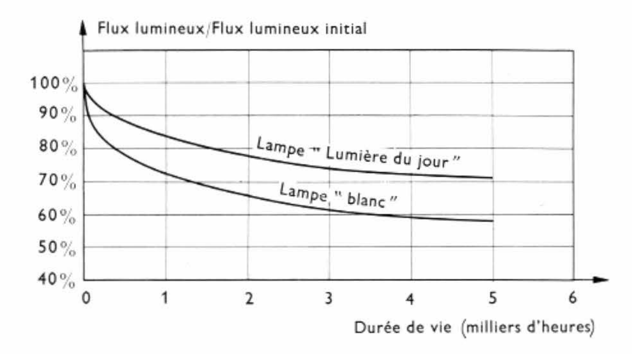


Fig. III-28 — Baisse du flux lumineux en fonction de la durée d'allumage

norme C 72-100 fixe la durée de vie moyenne à 1 000 heures. Quant aux lampes *à décharge*, le flux lumineux émis baisse progressivement au cours de la vie de la lampe (fig. III-28). L'efficacité des poudres fluorescentes décroît probablement par suite de la formation d'une pellicule de mercure métallique sur le revêtement. Pendant les cent ou cent cinquante premières heures de fonctionnement, la diminution est rapide et elle peut atteindre 15 à 20 %. Les constructeurs ont l'habitude d'indiquer les valeurs du flux après cent heures de fonctionnement ; ce sont évidemment ces valeurs qu'il faut adopter comme base de calcul dans les projets d'éclairage. Au-delà des cent premières heures, le flux baisse beaucoup moins rapidement et la courbe a pratiquement l'allure d'une droite à faible pente. Au terme de sa vie normale, la lampe émet encore un flux qui atteint 70 à 80 % de sa valeur au bout de cent heures.

La durée de vie des lampes fluorescentes dépend de divers facteurs :

— Des *cycles d'allumage :* la répétition des allumages provoque l'usure des électrodes. La vie des lampes dépend, dans une large mesure, de la durée des cycles d'allumage : des allumages répétés l'abrègent considérablement.

— De l'*intensité du courant de décharge :* lorsque cette intensité s'écarte dans un sens ou dans l'autre de la valeur nominale, la désagrégation de la matière active des électrodes s'accentue. Pour cette raison, la durée de vie dépend donc de la qualité du ballast associé à la lampe.

— De la *température ambiante :* des écarts notables de la température ambiante, par rapport à sa valeur optimale, ont une influence défavorable sur la vie du tube.

— De la *tension d'alimentation :* les fluctuations de la tension du réseau autour de la valeur nominale tendent aussi à raccourcir la vie de la lampe.

— D'un *préchauffage insuffisant :* les électrodes s'usent prématurément si le préchauffage est insuffisant par suite d'un fonctionnement défectueux de l'interrupteur automatique. Il est difficile d'indiquer une valeur certaine pour la durée de vie moyenne des lampes à cathodes chaudes. Pour des cycles d'allumage de quelques heures, les durées moyennes de vie sont supérieures à 4 000 heures dans des conditions normales d'emploi.

6.7. Incidents de fonctionnement. — Si les lampes à incandescence n'en présentent pas, il n'en est pas de même des lampes à décharge. Les incidents les plus usuels de fonctionnement sont les suivants :

— *Vibrations ayant leur origine dans les circuits magnétiques.* — Elles provoquent parfois un ronflement du ballast qui peut être gênant. S'il n'est pas possible d'installer ces appareillages dans un dégagement, à l'extérieur du local, il faut prévoir une fixation élastique des organes incriminés.

— *Non allumage de la lampe.* — Cet incident se produit si une électrode est brisée, si l'interrupteur automatique ne fonctionne pas ou si le circuit est coupé.

— *Allumages et extinctions continuels.* — La tension d'alimentation peut être insuffisante ; il peut y avoir un mauvais contact dans les douilles, dans l'interrupteur automatique ou dans le ballast. Cet interrupteur ou le tube peut être défectueux ou usagé.

— *Spiralage ou « swirling ».* — La colonne lumineuse paraît se déplacer dans le tube d'un mouvement spiral (cet incident se produit quelquefois avec des lampes neuves). Il faut éteindre et allumer la lampe plusieurs fois et changer la lampe si cette manœuvre ne fait pas disparaître le spiralage.

7. COMPARAISON DE L'INCANDESCENCE ET DE LA LUMINESCENCE DANS LES APPLICATIONS

7.1. Lampes à incandescence

7.1.1. Avantages. — Les avantages essentiels de l'incandescence sont la commodité et la simplicité d'installation, la possibilité de brancher directement une lampe à incandescence sur le réseau, le facteur de puissance pratiquement égal à l'unité, le faible encombrement, l'allumage toujours instantané et la possibilité d'utiliser des foyers puissants.

7.1.2. Inconvénients. — Ils résultent du fait que le graphe spectral d'énergie contient relativement peu de bleu et de violet et se prolonge toujours dans l'infrarouge (inutile quant à l'éclairage, même nuisible) ; cela entraîne une réduction de l'efficacité lumineuse. Ainsi, le prix de l'éclairage est élevé et les forts éclairements entraînent des échauffements parfois intolérables des locaux. Par ailleurs, la prédominance du rouge provoque une déviation dans le rendu des couleurs.

7.2. Tubes fluorescents

7.2.1. Avantages. — L'efficacité lumineuse est grande et le dégagement de chaleur est faible. La lumière se rapproche de celle du jour. La durée de vie est de cinq à six fois plus élevée (5 000 heures) que celle des lampes à incandescence. La sensibilité aux variations de tension du réseau est moindre et le prix de revient d'un lumen est trois fois plus faible.

7.2.2. Inconvénients. — La puissance des lampes est limitée pour des raisons de construction et de rendement ; le plus souvent, les puissances sont comprises entre 4 et 150 watts. Les lampes les plus usuelles sont :

— les lampes de 40 watts, de 1,20 m de longueur ; elles sont très utilisées dans l'industrie ;

— les lampes de 20 watts, moins efficaces (20 % en moins environ) ; elles servent souvent dans des éclairages d'appoint ;

— les lampes de 65 watts, de 1,50 m de longueur, d'efficacité lumineuse très grande ;

— les lampes de 120 watts, dites à double flux ; de mêmes dimensions que les précédentes, elles fournissent un flux plus grand grâce à une protubérance réglant la condensation du mercure.

Toute lampe fluorescente doit être accompagnée d'un *ballast* et les pertes dans celui-ci réduisent l'efficacité lumineuse de 20 %. La vie moyenne d'un ballast est de douze ans, mais elle est réduite de moitié si la température de fonctionnement augmente de 10 °C.

Les lampes fluorescentes donnent de légers papillotements et le facteur de puissance de l'appareil est inférieur à l'unité. Un montage en duo ou compensé, toujours facile à réaliser en éclairage industriel, supprime ces inconvénients. Par ailleurs, une sous-tension provoque un vieillissement prématuré des électrodes (la lampe peut ne pas s'allumer ou ne pas s'éteindre et ce risque est d'autant plus grand que la température est plus basse) et une surtension est néfaste au ballast. De plus, les appareils d'éclairage fluorescents sont encombrants.

7.3. Conclusion. — D'une manière générale, la fluorescence doit être préférée à l'incandescence :

— lorsque le *nombre d'heures* d'éclairage artificiel est grand ;

— lorsque la nature du travail exécuté exige un *bon rendu* des couleurs ;

— lorsqu'il s'agit d'utiliser une installation électrique existante et d'augmenter le niveau d'éclairage par rapport à l'incandescence (il peut être triplé, au maximum).

CHAPITRE IV

PHOTOMÉTRIE

La photométrie a pour objet la mesure des grandeurs photométriques, notamment :

— de *l'intensité lumineuse* dans une direction déterminée ;

— du *flux lumineux total* fourni par une source ;

— de *l'éclairement* obtenu sur une surface au moyen d'une ou de plusieurs sources.

1. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA PHOTOMÉTRIE

1.1. Photométrie visuelle. — L'organe essentiel de la photométrie visuelle (ou photométrie subjective) est l'œil. Contrairement à un appareil de mesure directe, il ne permet pas d'apprécier le rapport qui existe entre les intensités lumineuses de deux sources. Cependant, la sensibilité de l'œil est suffisamment grande pour qu'il soit possible de dire avec précision lorsque les luminances de deux surfaces diffusantes, *observées simultanément*, sont égales. Tout photomètre visuel est basé sur l'application de cette propriété de l'œil.

1.2. Photométrie physique. — En photométrie physique, il faut utiliser un appareil sensible à la lumière, généralement constitué par une cellule photoélectrique (V. t. 1, Électronique, chap. 20). Ainsi, un **luxmètre** permet des mesures *directes* d'éclairements.

2. MESURES DES INTENSITÉS. PHOTOMÈTRES VISUELS

Leur principe repose sur les deux lois suivantes :

— *Loi du carré de la distance :* à inclinaison égale, l'éclairement varie comme l'inverse du carré de la distance.

— *Loi du cosinus :* à distance égale, l'éclairement varie comme le cosinus de l'angle d'inclinaison.

2.1. Dièdre de Ritchie. — Le plus simple des photomètres est le dièdre de Ritchie (fig. IV-1). Les deux faces

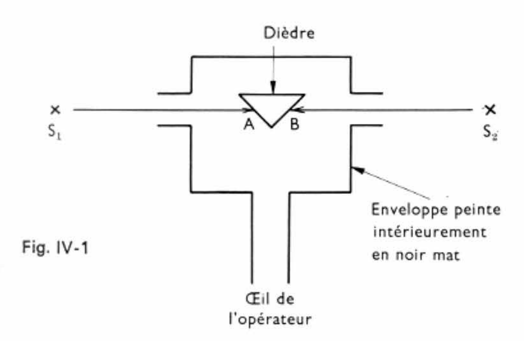


Fig. IV-1

A et *B* de ce dièdre, recouvertes d'une peinture blanche très diffusante, sont éclairées suivant la même inclinaison par les deux sources S_1 et S_2 qu'il s'agit de comparer. L'une d'elles est déplacée jusqu'à ce que l'égalité de luminance des deux faces du dièdre soit obtenue. Si nous désignons par I_1 et I_2 les intensités lumineuses des sources S_1 et S_2 et par d_1 et d_2 les distances respectives de ces sources à la face du dièdre qu'elles éclairent, nous voyons que l'égalité des luminances est réalisée lorsque la relation suivante est satisfaite :

$$\frac{I_1}{d_1^2} = \frac{I_2}{d_2^2}$$

Si l'intensité de l'une des sources est connue (I_1 par exemple), l'autre peut facilement être calculée :

$$I_2 = I_1 \frac{d_2^2}{d_1^2}$$

Pour ces mesures, il faut disposer d'une source d'intensité connue. Des lampes étalons, de construction spéciale (V. ci-après), sont fabriquées dans ce but ; le filament de ces lampes est situé dans un plan, afin de permettre la mesure exacte de la distance du filament à l'écran. Les lampes sont toujours placées dans la même position et soumises à la différence de potentiel sous laquelle elles ont été étalonnées. Afin d'éviter les erreurs dues à l'influence d'autres sources que celles à comparer, le dièdre est enfermé dans une boîte dont l'intérieur est peint en noir mat et c'est au travers d'une lunette que l'observateur regarde. Ce dispositif équipe de nombreux photomètres.

2.2. Photomètre de Lummer et Brodhun. — Les deux sources *S* et *S'* à comparer éclairent chacune une face d'un écran *E*. Les rayons lumineux sont réfléchis par deux miroirs *M* et *M'* et ils traversent un cube *photométrique C*

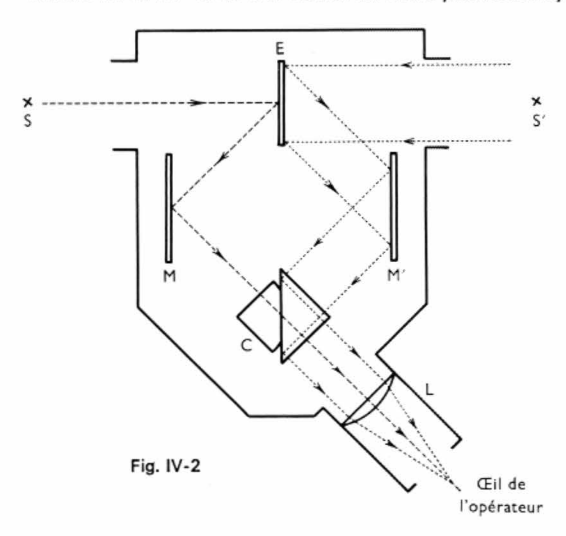


Fig. IV-2

formé de deux prismes à réflexion totale, accolés par leur base (prisme de Lummer) (fig. IV-2). L'image qui peut être observée au moyen de la lunette *L* du photomètre est formée de deux parties : au centre un cercle éclairé par la lumière provenant de la source *S*, à la périphérie un anneau éclairé par la lumière de la source *S'*. En déplaçant l'une des sources, il est possible d'obtenir que le cercle central et l'anneau périphérique soient également éclairés (alors, ils ne peuvent plus être distingués). Si c'est la face gauche de l'écran *E* qui est la plus éclairée, le cercle central apparaît entouré d'un anneau plus sombre ; si c'est la face droite qui est la plus éclairée, le cercle central est sombre et l'anneau périphérique est plus clair. Pour éliminer les causes d'erreurs dues aux dissymétries de l'appareil, il est nécessaire d'effectuer deux séries de mesures en permutant les sources *S* et *S'* et en prenant la valeur moyenne des résultats.

Dans un modèle dit *à contraste*, le cube photométrique décrit précédemment est remplacé par un cube photométrique comportant une petite lame argentée à l'interface des deux prismes (V. fig. IV-3) ; cette lame réfléchit les rayons lumineux qu'elle reçoit. Malheureusement, cette réflexion métallique est sélective et un photomètre construit avec un tel cube est moins précis que le photomètre précédent. Dans certains photomètres à contraste la surface de séparation des deux prismes comporte des évidements *e*, *e'*, *e''* sur lesquels se réfléchit totalement la lumière émise par la source *S'* (V. fig. IV-4). Par ailleurs, la moitié des rayons émis par les sources à comparer sont affaiblis par l'interposition de lames de verre *L* et *L'*. En mettant au point la lunette de visée du photomètre sur l'interface des deux prismes, l'observateur obtient une image semblable à celle de la figure IV-5.

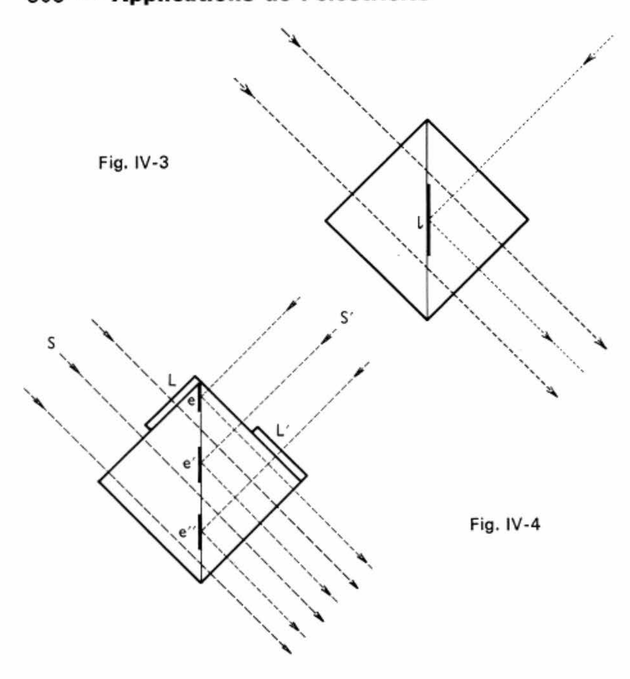
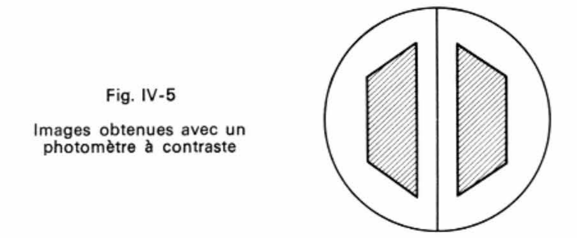


Fig. IV-3

Fig. IV-4

La luminance du trapèze de gauche caractérise les rayons lumineux affaiblis émis par la source *S′* et la luminance du demi-cercle qui l'entoure caractérise les rayons lumineux non affaiblis de la source *S*. La luminance du trapèze de


Fig. IV-5

Images obtenues avec un photomètre à contraste

droite caractérise les rayons affaiblis de la source *S* et la luminance du demi-cercle qui l'entoure caractérise les rayons non affaiblis de la source *S′*. Deux contrastes de luminance des trapèzes sur le fond sont ainsi réalisés; le réglage consiste à déplacer l'une des sources jusqu'à ce que ces deux contrastes soient identiques.

Ce photomètre est très utilisé dans les laboratoires de photométrie, car sa précision est assez grande. Pour faciliter le réglage, les deux sources à comparer sont fixées et c'est le photomètre qui est déplacé entre les deux sources sur un banc photométrique gradué (fig. IV-6).

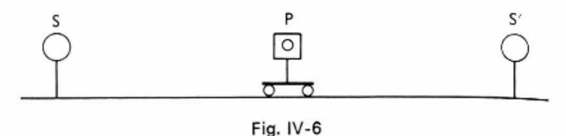


Fig. IV-6

2.3. Disque de Talbot. Verres absorbants. — Lorsqu'une source est trop intense pour être comparée aisément à une lampe étalon en utilisant seulement le déplacement des sources ou du photomètre, son intensité lumineuse peut être réduite en intercalant entre la source et le photomètre un disque percé d'ouvertures alignées radialement. En faisant tourner ce disque rapidement, l'œil ne perçoit pas de papillotement et l'intensité lumineuse de la source est réduite dans le rapport de la surface des ouvertures à la surface totale du disque. Deux disques identiques, tournant à la même vitesse, peuvent être décalés l'un par rapport à l'autre dans le but d'obtenir une surface d'ouverture déterminée.

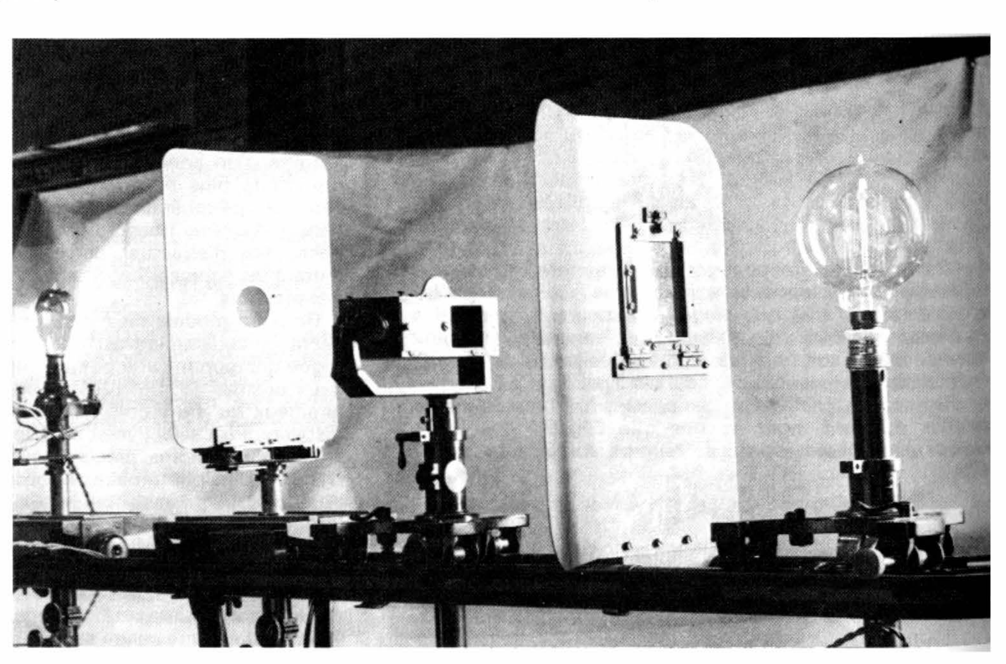
Le rayonnement d'une source peut aussi être affaibli au moyen de verres absorbants, neutres, taillés en forme de coins; en faisant glisser ces coins l'un sur l'autre, il est facile de réaliser une lame absorbante à faces parallèles, d'épaisseur réglable. Ces coins ne doivent pas être sélectifs, c'est-à-dire qu'ils doivent affaiblir tous les rayonnements dans une même proportion. Cette condition est généralement difficile à obtenir (fig. IV-7).

3. PHOTOMÈTRES PHYSIQUES

La mesure des intensités lumineuses se ramène à la comparaison des éclairements sur une cellule photoélectrique éclairée successivement par la source étalon et par la source à étudier. Des indications identiques sur le cadran du microampèremètre alimenté par la cellule traduisent l'égalité des deux éclairements.

4. PHOTOMÉTRIE HÉTÉROCHROME

Lorsque les rayonnements des sources à comparer ont des compositions spectrales très différentes, il est impossible de les comparer; par exemple, l'intensité lumineuse d'un tube au néon ne peut être mesurée à l'aide d'une


Fig. IV-7

Banc photométrique

lampe étalon à l'incandescence. Cependant, si les spectres des deux sources ne diffèrent que par la proportion des rayonnements de différentes longueurs d'onde, les mesures peuvent être effectuées en prenant certaines précautions.

La méthode du *pas à pas* sert pour comparer des lampes à filament métallique avec des étalons à filament de carbone : des mesures successives sont réalisées au moyen de lampes-tares à filament de tungstène portées à différentes températures.

La méthode du *verre bleu* permet d'obtenir d'un seul coup le même résultat : un écran en verre bleu au cobalt est placé devant la lampe à filament de carbone pour absorber une partie des radiations rouges qu'elle émet. Ainsi le spectre du rayonnement de cette lampe est rendu comparable à celui émis par les lampes à filament métallique. Il est évident que cet écran bleu est très soigneusement étalonné.

Des sources de compositions spectrales différentes peuvent également être comparées à l'aide de photomètres à papillotement (photomètre Simmance-Abbady, photomètre Ives et Kingsbury). Dans ces appareils, une plage photométrique est éclairée alternativement par chacun des rayonnements à comparer au moyen d'un dispositif tournant. Lorsque les deux éclairements sont inégaux, l'œil a une impression de papillotement. Cette impression disparaît quand l'égalité d'éclairement est réalisée.

5. SPECTROPHOTOMÈTRES

Les procédés de photométrie précédents permettent une comparaison globale des rayonnements, mais ne renseignent pas sur la composition spectrale de ceux-ci. En revanche, grâce à la spectrophotométrie, il est possible de connaître l'énergie lumineuse transportée par un rayonnement en fonction de la longueur d'onde. En opérant une semblable décomposition, simultanément pour deux rayonnements, il devient facile de comparer des parties correspondant à des longueurs d'onde comprises dans une bande étroite (mesure homochrome). Les courbes, tracées pour chacun des rayonnements, servent pour la comparaison des lumières émises. En ce qui concerne les spectres de raies, il n'est possible de les comparer que s'ils sont de même nature, c'est-à-dire s'ils comportent les mêmes raies. De même, la comparaison d'un spectre continu et d'un spectre de raies impose de découper le spectre continu en bandes très étroites correspondant aux longueurs d'onde des raies successives du spectre de raies.

Un spectrophotomètre est utilisable, d'une part, pour l'étude de la répartition spectrale de diverses sources et, d'autre part, pour la mesure du facteur de transmission d'un filtre coloré en fonction de la longueur d'onde. Dans les différents modèles de spectrophotomètres, le rayonnement à étudier est décomposé au moyen de prismes, nommés *monochromateurs* (V. t. 1, Optique, chap. 1). Deux types principaux d'appareils sont utilisés :

— Ceux dans lesquels les deux spectres à comparer sont formés l'un au-dessous de l'autre de façon que, sur une même verticale, la longueur d'onde soit la même pour les deux spectres. Ensuite, il suffit de faire varier la luminance de l'un des spectres pour réaliser l'égalité des deux luminances et cela pour chaque longueur d'onde des rayonnements.

— Ceux dans lesquels les rayonnements sont superposés pour former le rayonnement complexe reçu par le prisme.

L'*appareil de Gouy*, qui est du deuxième type, met en œuvre un prisme de Lummer éclairé en lumière monochromatique ; chaque plage reçoit un des rayonnements à comparer. L'égalité des luminances s'obtient en affaiblissant l'un des rayonnements au moyen d'un des dispositifs décrits précédemment. Dans le *spectrophotomètre de Brace Lemon*, les prismes de Lummer et le prisme à dispersion sont combinés en un seul. Le *spectrophotomètre de Martens* et le *spectrophotomètre d'Yvon* font appel à la polarisation pour graduer la lumière ; ils utilisent dans ce but un nicol (V. t. 1, Optique, chap. 5).

Ces appareils sont d'un maniement délicat ; ils nécessitent des mesures nombreuses. Aux États-Unis d'Amérique, Hardy a, le premier, construit un spectrophotomètre permettant l'enregistrement des résultats. Dans les laboratoires d'essais du conservatoire national des Arts et Métiers, MM. Gillod et Boutry ont également fait construire un appareil vraiment industriel. Il comporte un monochromateur double assurant la séparation des divers rayonnements monochromatiques et une cellule photoélectrique avec amplificateur recevant ces radiations et alimentant un galvanomètre. Cet appareil permet de connaître l'intensité du courant en fonction de la longueur d'onde et d'enregistrer automatiquement les résultats expérimentaux. En enregistrant la courbe spectrophotométrique d'une source quelconque à spectre continu et celle de cette même source après interposition d'un filtre coloré, il est possible de déduire la variation du facteur de transmission en fonction de la longueur d'onde. Le spectrophotomètre trouve son application dans l'industrie des matières colorantes, des teintes, des vernis et pour la réalisation des sources de lumière.

6. LAMPES ÉTALONS

Les lampes étalons sont des étalons secondaires. En France, c'est le conservatoire national des Arts et Métiers qui en est le dépositaire. Il s'agit de lampes électriques à incandescence (à gros filaments, spécialement centrés dans un plan, ou à rubans) pouvant fonctionner à différentes températures. Elles permettent de réaliser des gammes correspondant à des températures de couleurs variées (V. chap. 2). La forme même de l'ampoule est étudiée pour éviter au maximum les réflexions parasites de lumière sur la surface interne de cette ampoule.

7. COURBES PHOTOMÉTRIQUES

Un photomètre peut être utilisé pour mesurer l'intensité lumineuse dans des directions choisies (de 10 en 10 degrés, par exemple). En faisant tourner la source dans un plan vertical par rapport au photomètre fixe, nous obtenons les valeurs de ces intensités pour les directions de ce plan. La *courbe photométrique de la source* pour le plan considéré est la représentation graphique des valeurs de l'intensité lumineuse I en fonction de l'angle θ définissant la direction considérée par rapport à une direction arbitraire prise pour origine (fig. IV-8). Cette courbe est aussi appelée courbe polaire ou *graphe de Rousseau*.

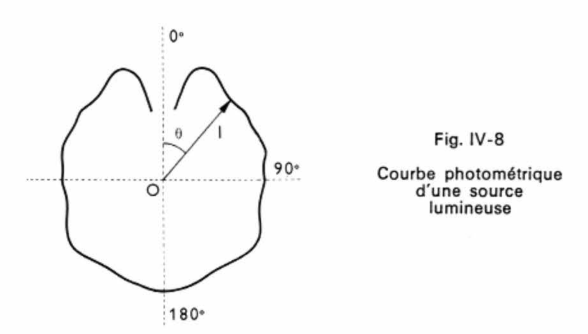


Fig. IV-8

Courbe photométrique d'une source lumineuse

Beaucoup de sources ont des graphes identiques quel que soit le plan vertical choisi ; la surface photométrique est donc une surface de révolution qui peut être représentée par une seule courbe plane tracée dans un plan vertical axial. Lorsque la source étudiée est *puissante* (celle d'un éclairage public, par exemple), le banc photométrique est d'un emploi incommode. Le tracé du graphe de Rousseau peut alors être réalisé à l'aide de l'*appareil à miroirs de Laporte*, pour lequel il suffit de faire tourner la source autour d'un axe vertical. Il comporte (fig. IV-9 et IV-10)

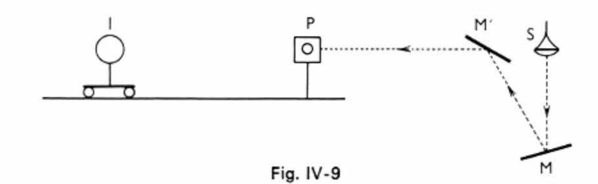


Fig. IV-9

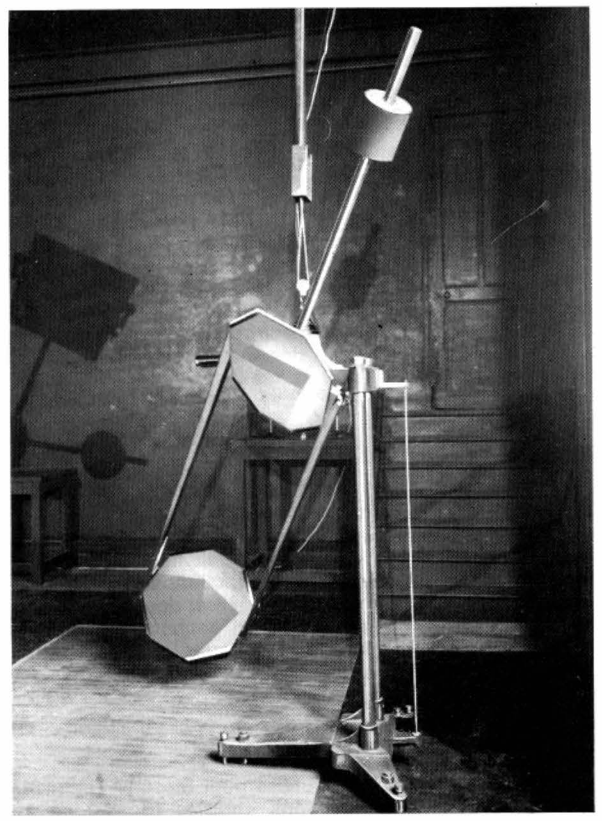


Fig. IV-10

Appareil à miroirs de Laporte

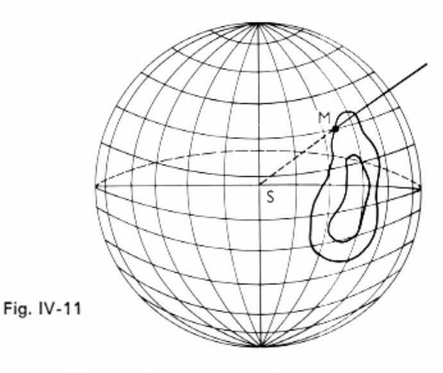


Fig. IV-11

une lampe étalon *I* et deux miroirs orientables *M* et *M'* disposés de façon que les rayons lumineux émis par une source *S*, dans un plan méridien passant par cette source, soient réfléchis horizontalement sur un photomètre *P*. Ces miroirs sont déplacés sur un cercle gradué (sans changer leur inclinaison) pour mesurer l'intensité lumineuse successivement pour toutes les directions du plan méridien. Un écran, placé devant la source, sert à éliminer les rayons directs provenant de celle-ci.

Afin d'éliminer l'influence de l'absorption des miroirs, il est souvent nécessaire d'utiliser une méthode de substitution (remplacement de la source à étudier par une source dont la courbe photométrique est connue). Cet appareil permet non seulement de tracer les courbes photométriques des lampes, mais aussi celles des appareils d'éclairage, réflecteurs, diffuseurs, etc.

8. COURBES ISOCANDELAS

Lorsqu'il s'agit de sources dissymétriques, il faut tracer des courbes relatives aux différents plans pour obtenir la répartition des valeurs des intensités lumineuses dans toutes les directions. La connaissance précise du fonctionnement d'un appareil impose de déterminer ces courbes pour des plans suffisamment rapprochés, ce qui est complexe et long, et un autre mode de représentation a été mis au point.

Imaginons une source *S* au centre d'une sphère (fig. IV-11) et un rayon lumineux issu de *S* et traversant la sphère en un point *M*. Dans la direction *SM*, la source a une intensité bien déterminée et il en est de même de tous les rayons issus de la source. Si nous joignons tous les points correspondants à des directions pour lesquelles l'intensité lumineuse a la même valeur, nous obtenons une ligne appelée, *courbe isocandela*. Les courbes, tracées pour diverses valeurs de l'intensité lumineuse, forment un réseau de courbes isocandelas sur la sphère.

Ces courbes sont utilisées pour la détermination de flux lumineux, grandeurs numériquement égales au produit d'une intensité lumineuse et d'une surface (V. § 9). Pour une zone déterminée, si l'intensité lumineuse est constante, le flux reçu peut être déduit à partir du graphique : il suffit que le calcul de la surface de la zone puisse être réalisé facilement sur le graphique. Pour cette raison, la surface sphérique est projetée sur un plan mais pas orthogonalement, car les surfaces ne se conservent pas dans la projection orthogonale (à la surface d'aire *S* découpée dans la sphère correspond une autre surface *S'* sur la projection).

Le système de projection retenu conduit au *diagramme Sanson-Flamstead* dans lequel les aires sont conservées. Les cercles méridiens de la sphère seront représentés en projection par des sinusoïdes et les cercles parallèles par des droites parallèles équidistantes. Ainsi, toute surface élémentaire découpée sur la sphère par deux méridiens et deux parallèles est proportionnelle à l'aire du diagramme comprise entre les lignes correspondantes du réseau.

Le diagramme est construit dans un système d'axes rectangulaires portant des divisions équidistantes de 10 en 10 degrés : l'angle α repéré de 0 à 180° est porté en ordonnées et l'angle θ (angle entre le demi-cercle méridien et le plan diamétral de référence) qui varie de — 90° à + 90° est porté en abscisses. Les sinusoïdes sont ensuite tracées puis les droites passant par ces divisions ; ces courbes figurent les méridiens et les parallèles de la sphère (fig. IV-12). La moitié de la surface du diagramme est égale à la surface du quart de la sphère.

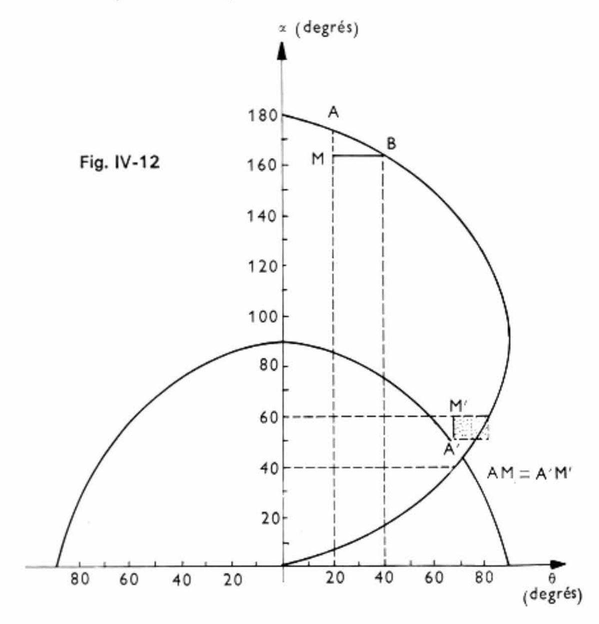


Fig. IV-12

9. MESURE DU FLUX LUMINEUX

Le flux lumineux total émis par une source peut être obtenu de deux façons.

9.1. Calcul du flux lumineux à partir du graphe de Rousseau. — Le flux émis par l'appareil doit présenter un axe de révolution. Considérons une sphère de rayon *unité* ($R = 1$ m par exemple), au centre de laquelle se trouve la source lumineuse ; soit I_1 l'intensité lumineuse mesurée dans la direction *OB* et I_2 celle dans la direction *OC*. Par les points *B* et *C*, menons deux parallèles à l'axe horizontal *AA'* (fig. IV-13). En faisant tourner la figure

autour de l'axe vertical, l'arc *BC* délimitera sur la sphère une zone de hauteur *h*, dont l'aire *S* est égale à : $S = 2\pi Rh = 2\pi h$. En désignant par α_1 et α_2 les angles $\widehat{AOB}$ et $\widehat{AOC}$, nous pouvons écrire :

$$S = 2\pi(\sin\alpha_2 - \sin\alpha_1)$$

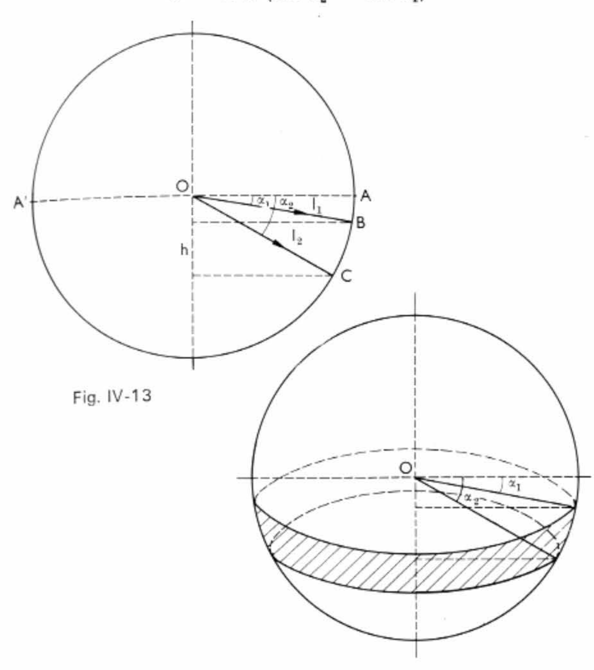


Fig. IV-13

Ce résultat représente aussi la valeur de l'angle solide compris entre les deux cônes de génératrices *OB* et *OC*. L'intensité lumineuse moyenne dans la zone *OBC* pouvant être prise comme égale à $\frac{I_1 + I_2}{2}$, le flux lumineux tombant de cette zone est donné par la relation suivante :

$$\Phi = \frac{I_1 + I_2}{2} 2\pi(\sin\alpha_2 - \sin\alpha_1)$$

Les intensités mesurées pour des directions de 10 en 10 degrés seront notées $I_0, I_{10}, I_{20}, \ldots, I_{170}, I_{180}$.

Le flux, pour chaque zone, sera calculé comme il est indiqué plus haut ; par exemple, pour la zone comprise entre 90 et 100°, il sera égal à :

$$\Phi_1 = \frac{I_{90} + I_{100}}{2} \times 2\pi(\sin 100° - \sin 90°) = 2\pi K_1$$

Pour une zone comprise entre 100° et 110°, il sera :

$$\Phi_2 = \frac{I_{100} + I_{110}}{2} 2\pi(\sin 110° - \sin 100°) = 2\pi K_2$$

Le flux émis dans l'hémisphère inférieur, et désigné sous le nom de *flux hémisphérique inférieur*, est représenté par le symbole $\Phi_{\cup}$:

$$\Phi_{\cup} = 2\pi(K_1 + K_2 + \ldots)$$

Le même calcul pour l'hémisphère supérieur donne le *flux hémisphérique supérieur*, représenté par le symbole $\Phi_{\cap}$:

$$\Phi_{\cap} = 2\pi(K'_1 + K'_2 + \ldots)$$

Le flux total est donné par la relation suivante :

$$\Phi_{8} = 2\pi(K_1 + K_2 + \ldots + K'_1 + K'_2 + \ldots)$$

La surface totale de la sphère de rayon unité étant 4π (si le rayon est exprimé en mètres, la surface est mesurée en mètres carrés), l'intensité moyenne sphérique est égale à :

$$I_{moy} = \frac{2\pi(K_1 + K_2 + \ldots + K'_1 + K'_2 + \ldots)}{4\pi} = \frac{K_1 + K_2 + \ldots + K'_1 + K'_2 + \ldots}{2}$$

Cette méthode de calcul est très longue, mais elle permet de connaître la répartition du flux émis dans les différentes directions par une source à symétrie de révolution. En fixant a priori les angles suivant lesquels les mesures seront faites, nous pouvons calculer à l'avance les différences de sinus et celles-ci deviennent alors de véritables coefficients : les calculs sont beaucoup plus simples.

9.2. Utilisation de la sphère intégrante (lumenmètre). — Cet appareil se compose d'une sphère creuse enduite intérieurement d'une peinture blanche parfaitement diffusante ; elle s'ouvre généralement en deux parties pour permettre l'introduction d'une source lumineuse. Cette sphère présente une petite ouverture fermée par une fenêtre en verre opalin qui peut être centrée sur l'axe du banc photométrique (fig IV-14). Si une lampe est placée

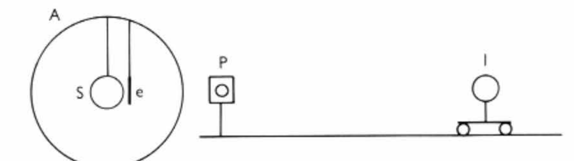
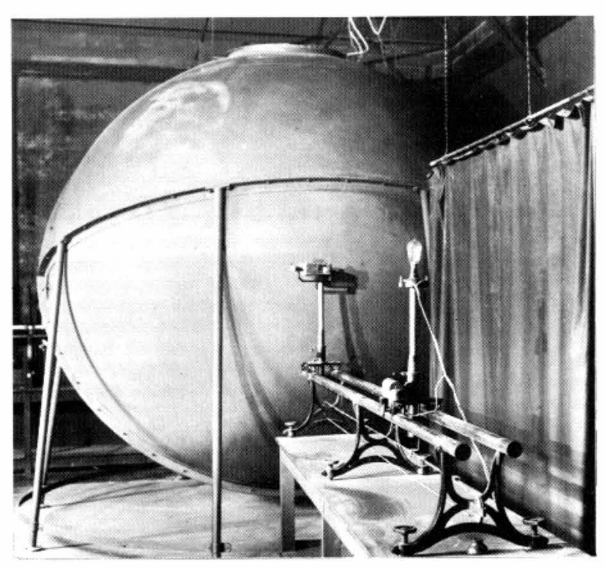


Fig. IV-14 — A : Sphère creuse. — e : Écran. — I : Lampe étalon. — P : Banc photométrique. — S. Source lumineuse

à l'intérieur de la sphère, elle éclaire tous les points de la surface intérieure et ceux-ci réfléchissent la lumière qu'ils reçoivent. Ces réflexions ont lieu un nombre infini de fois et l'éclairement à l'intérieur de la sphère est uniforme.



Ensemble d'un lumenmètre sphérique et d'un banc photométrique

Comme un écran empêche l'éclairement direct de l'ouverture par la source, la fenêtre n'est éclairée que par réflexion. Si cette sphère est placée à l'extrémité d'un banc photométrique, la luminance de la fenêtre peut être comparée à celle d'une lampe étalon (fig. IV-15). La mesure est fort

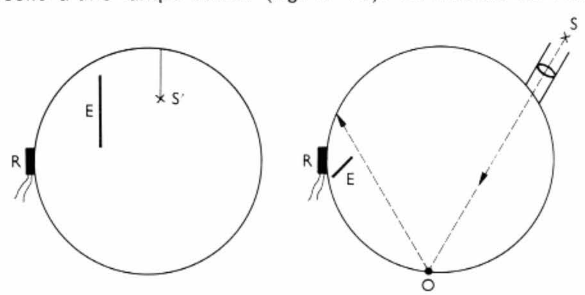


Fig. IV-15 — Deux modes de travail à la sphère intégrante
E : Écran empêchant l'illumination directe du récepteur. — R : Récepteur.
S' ou S : Sources à étudier

simple quand un étalon de flux peut être utilisé : il suffit d'introduire successivement, dans la sphère, la lampe (ou l'appareil à mesurer) puis l'étalon. Une photopile, dont la sensibilité spectrale est identique à celle de l'œil, est placée devant la fenêtre de mesure et fournit (par l'intermédiaire d'un galvanomètre) des valeurs proportionnelles au flux.

10. MESURE DES LUMINANCES

Dans la pratique, la luminance ne se mesure pas suivant une direction donnée, mais dans un cône d'ouverture plus ou moins grande et il s'agit alors d'une luminance moyenne.

La mesure directe des luminances est possible (luminancemètre de Lukiesh) : un luminancemètre n'est autre qu'un *posemètre*. Un autre moyen de mesure des luminances consiste en l'utilisation d'une photographie prise dans des conditions bien définies : chaque zone est ensuite étudiée par *densitométrie*.

11. MESURE DES ÉCLAIREMENTS. LUXMÈTRES

Le luxmètre le plus répandu est le *luxmètre à cellule photoélectrique ;* il comporte un galvanomètre dont

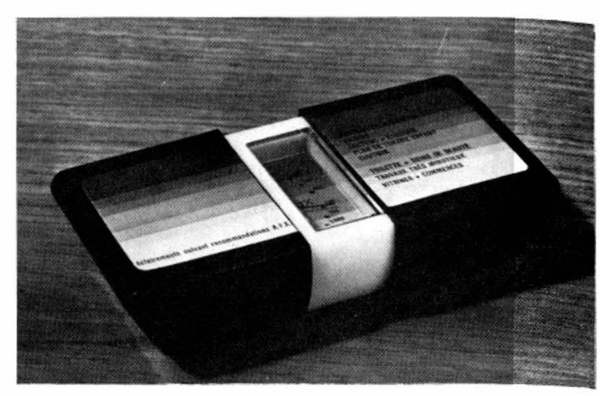


Fig. IV-16 — Luxmètre (*Compteurs Schlumberger*)

l'aiguille indique directement les éclairements (fig. IV-16). Des luxmètres, dits à *cellule compensée*, ont à peu près la même sensibilité spectrale que l'œil humain moyen ; leurs indications sont justes quelle que soit la nature de la source.

CHAPITRE V

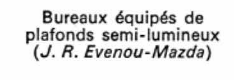
ÉCLAIRAGE RATIONNEL - SYSTÈMES D'ÉCLAIRAGE TYPES D'APPAREILS

1. PRINCIPES D'UN BON ÉCLAIRAGE

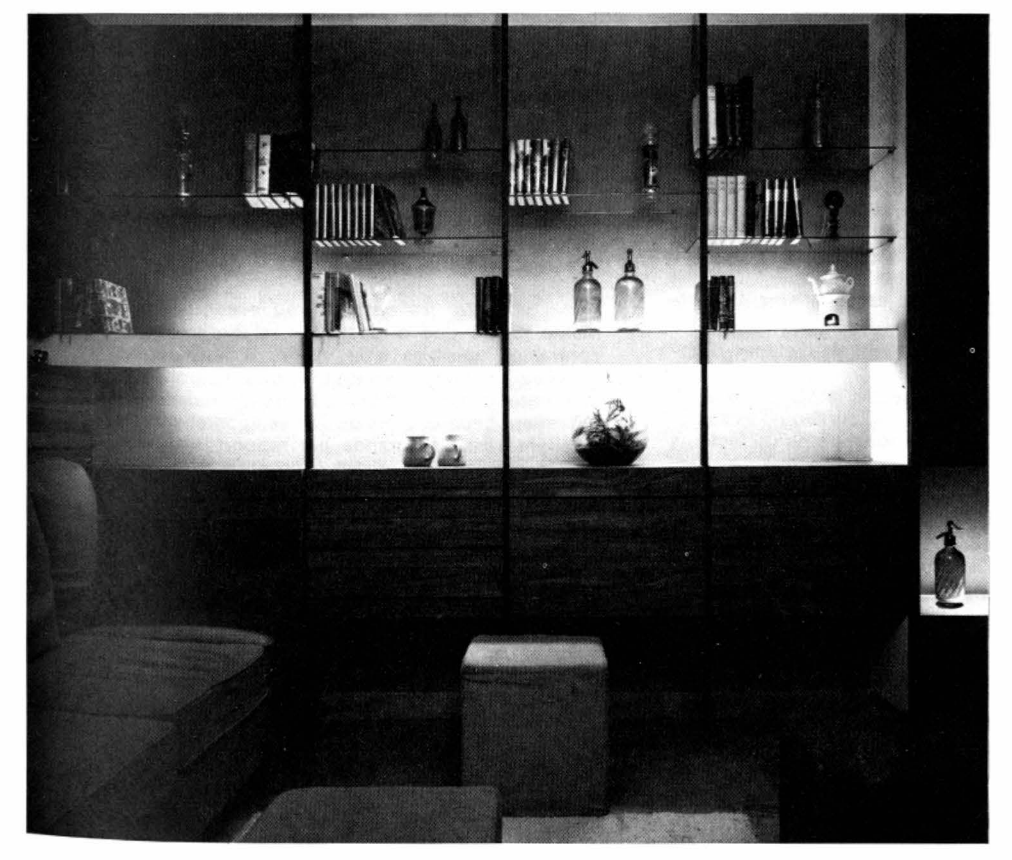
1.1. Importance d'un éclairage rationnel. — Un éclairage est dit rationnel quand, avec le minimum de consommation d'énergie, il est le mieux adapté aux conditions physiologiques de la vision. Un éclairage rationnel rend le travail plus facile et plus agréable ; il accroît l'*acuité visuelle*, c'est-à-dire la faculté pour l'œil de distinguer les détails des objets, et la *vitesse de perception* des détails. Parallèlement, les *risques d'accident de travail* se trouvent réduits. Un tel éclairage constitue une *hygiène de la vue* (c'est-à-dire du sens qui nous est le plus précieux) et il doit être choisi en tenant compte du genre de travail à effectuer et de la topographie des lieux.



Musée de Rennes : éclairage direct (*Michel Crépin-Revue française de l'Électricité*)



Bureaux équipés de plafonds semi-lumineux (*J. R. Evenou-Mazda*)



L'éclairage diffus de cette vitrine est réalisé par des lampes « blanc brillant de luxe » dissimulées derrière un bandeau mettant en valeur bibelots et livres (*M2 M3 Alain Hardy-Mazda*)



Atelier de vérification des voitures du R.E.R. L'éclairage est assuré par des lanternes industrielles à ballon fluorescent de 250 W (éclairement moyen de 250 lux) (*Holophane*)

1.2. Principes d'un éclairage rationnel. — Pour se conformer aux conditions énoncées, six principes doivent être respectés :

1° *Assurer un éclairement convenable.* — Cet éclairement est celui qui permet une bonne visibilité des détails des objets à observer et, en même temps, qui évite la fatigue des yeux. Il dépend du travail à accomplir.

La meilleure détermination des niveaux d'éclairements est celle qui s'appuie à la fois sur les deux notions de *performance visuelle* et de *confort visuel*. La première est une grandeur mesurable qui caractérise la rapidité et la précision de l'exécution de la tâche visuelle ; la seconde vise plus généralement le bien-être de l'individu. Ainsi comprise, cette détermination fait essentiellement intervenir les facteurs suivants :

— dimensions des détails à discerner et distance d'observation ;
— teinte ou facteur de réflexion de la tâche visuelle ;
— contraste des détails avec le fond sur lequel ils se détachent du fait d'une différence de couleurs ou de facteurs de réflexion ;
— temps d'observation, lié à la rapidité d'exécution du travail ou au mouvement des objets.

En analysant ces facteurs, ainsi que les différentes qualités caractéristiques d'un bon éclairement, il apparaît que la *luminance* est, en fait, la *grandeur fondamentale* à considérer. À l'heure actuelle cependant, c'est *l'éclairement* qui reste la seule base de calcul utilisable dans les projets d'éclairage. Il faut noter que, *si la tâche visuelle implique une observation prolongée ou la vision d'objets en mouvement, les éclairements doivent être majorés.* Des abaques (1) permettent de déterminer l'éclairement nécessaire à n'importe quelle tâche visuelle, ainsi que le rapport à respecter entre l'éclairement localisé et l'éclairement général.

2° *Réaliser un éclairement uniforme et la constance de la lumière.* — Les facultés visuelles de l'œil étant diminuées considérablement par les contrastes, il y a intérêt à obtenir l'éclairement le plus uniforme possible sur tout le plan de travail. Il faut également assurer la constance de la lumière dans le temps. Cette condition vise principalement les lampes fluorescentes qui doivent être insérées dans des montages appropriés lorsque les oscillations périodiques de la lumière risquent d'être gênantes

3° *Éviter les ombres trop accentuées.* — Pour la même raison que ci-dessus, c'est-à-dire pour éviter les contrastes nuisibles à la vision, il faut adoucir le plus possible les ombres, surtout les ombres portées. Cela peut être obtenu en multipliant le nombre des foyers ou en enfermant ceux-ci dans de vastes appareils dont la surface éclairante est très grande par rapport à la surface de la source. L'éclairage indirect (que nous décrirons plus loin) supprime presque complètement les ombres mais, comme il entraîne une disparition du relief, il ne peut être utilisé que dans des cas bien déterminés.

4° *Éviter l'éblouissement.* — L'éblouissement peut être direct, c'est-à-dire dû aux rayons provenant directement de la source, ou indirect si les rayons ont subi une réflexion sur une surface brillante. Pour cette raison, les sources doivent toujours être masquées à la vue directe ou placées en dehors du champ visuel ; les appareils utilisés pour l'éclairage doivent, autant que possible, supprimer les risques d'éblouissement indirect.

5° *Choisir une teinte appropriée pour la lumière.* — Suivant leur nature, les sources de lumière artificielle altèrent plus ou moins les couleurs des objets qu'elles

(1) « Recommandations relatives à l'éclairage des bâtiments et de leurs annexes », rédigées par l'Association française de l'éclairage, sous le patronage du Comité national français de l'éclairage.

éclairent. Cet inconvénient peut devenir inadmissible dans certains cas (galeries de tableaux, magasins de tissus, etc.) ; il faut alors que la lumière provenant des sources se rapproche de la lumière naturelle et qu'elle soit d'autant plus abondante que la teinte est plus « froide ». Cette remarque s'applique également aux locaux ayant un large horaire d'occupation et dans lesquels il faut faire constamment usage de l'éclairage artificiel par suite de l'insuffisance de la lumière naturelle.

6° *Assurer aux appareils un entretien régulier et fréquent.* — Les dispositifs d'éclairage doivent toujours être facilement accessibles afin de pouvoir être nettoyés aisément ; la fréquence du nettoyage varie selon que le travail effectué produit plus ou moins de poussière et selon les formes des appareils d'éclairage eux-mêmes (fig. V-1).

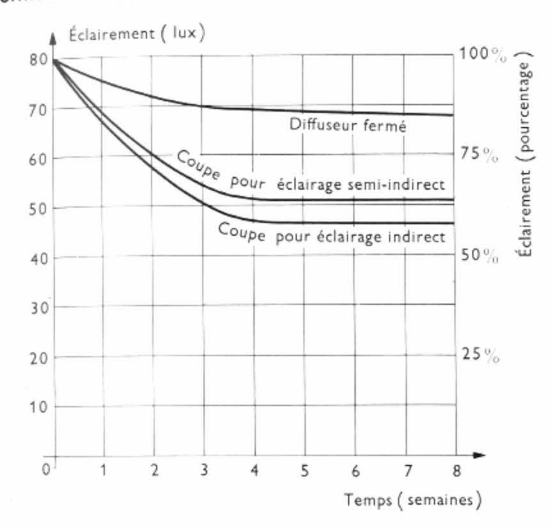


Fig. V-1 — Influence des poussières sur l'éclairement

1.3. Confort visuel ; conditionnement des luminances. — Le confort visuel dépend du rapport entre les luminances à l'intérieur du local. Cette notion, quoique relativement récente, a permis de fixer (au moins provisoirement) certaines limites aux rapports des luminances en divers points d'un espace clos. Ainsi, on admet qu'il convient de ne pas dépasser les valeurs suivantes pour ces rapports :

- $\frac{1}{3}$ entre la partie observée pour travailler ou la tâche visuelle et l'entourage immédiat ;
- $\frac{1}{10}$ entre la tâche visuelle et le champ périphérique (mobilier, murs, etc.) ;
- $\frac{1}{30}$ entre les foyers lumineux (ou les fenêtres) et les surfaces contiguës ;
- $\frac{1}{50}$ entre deux surfaces quelconques à l'intérieur du local.

Ces prescriptions sont d'autant plus importantes à observer que les luminances sont plus élevées. Le choix entre ces rapports, c'est-à-dire entre les ombres dures et nettes (source ponctuelle) et la disparition presque totale des ombres (source de grande dimension, éclairage indirect), dépend des conditions de travail. Pour un *travail de bureau*, les ombres nuisent à une bonne perception du travail et ce rapport doit être voisin de 1, surtout dans le cas d'un bureau de dessin. Pour un *travail d'atelier*, l'absence d'ombres supprime l'impression de relief et de modelé ; il est souvent nécessaire de pouvoir remarquer les imperfections d'une pièce métallique, de distinguer les fils d'un métier à tisser, etc. Pour les *magasins et vitrines*, le relief met en valeur les objets exposés et attire l'attention.

1.4. Tableau des éclairements recommandés. — Les éclairements recommandés dépendent de la valeur du contraste et de la clarté. Les contrastes sont classés en trois catégories : grand (caractères d'imprimerie sur papier blanc), moyen (la plupart des tâches visuelles) et faible (travaux de couture, stoppage des tissus). Ce contraste est fonction du facteur de réflexion moyen de l'objet et est désigné par les lettres *A*, *B*, *C* conformément au tableau suivant.

Pour déterminer l'éclairage recommandé (qui dépend de la clarté désirée, de la finesse du détail à observer et du contraste nécessaire), il suffit de se reporter au tableau ci-dessous.

Tableau de détermination des éclairements minimaux

Détail	Contraste		
	Grand A	Moyen B	Faible C
1 Minuscule	3 000 2 000	10 000 7 000	30 000 20 000
2 Très fin	1 500 1 000	4 500 3 000	15 000 10 000
3 Fin	700 500	2 000 1 500	7 000 5 000
4 Assez fin	300	1 000 700	3 000
	200		2 000
5 Moyen	150 100	500 400 300	1 500 1 000
6 Gros	70 50	200 150	700 500
	↖	↑ Éclairements minimaux en lux	↗

Exemple d'application : Recherche de l'éclairage nécessaire à la tenue d'un livre. Les conditions à obtenir sont les suivantes :

— détail assez fin ;
— grand contraste entre les chiffres et le papier blanc ;
— clarté moyenne.

Il faut utiliser les chiffres de la ligne 4 et de la colonne A du tableau. L'éclairement minimal à réaliser est donc égal à 300 lux.

Quant à l'éclairement des lieux publics ou collectifs, nous donnons plus loin les éclairements minimaux et les éclairements recommandés par l'Association française de l'éclairage (V. chap. 6).

2. DIVERS MODES D'ÉCLAIRAGE

Selon la manière dont est contrôlée et dirigée la lumière des sources, nous pouvons distinguer divers modes d'éclairage (V. fig. V-2).

2.1. Éclairage direct. — La fraction de lumière dirigée vers le plan de travail est comprise entre 90 % et 100 % de la lumière totale. Ce mode d'éclairage est généralement déconseillé avec une source de lumière unique en raison de l'éblouissement et des ombres portées qui peuvent se produire.

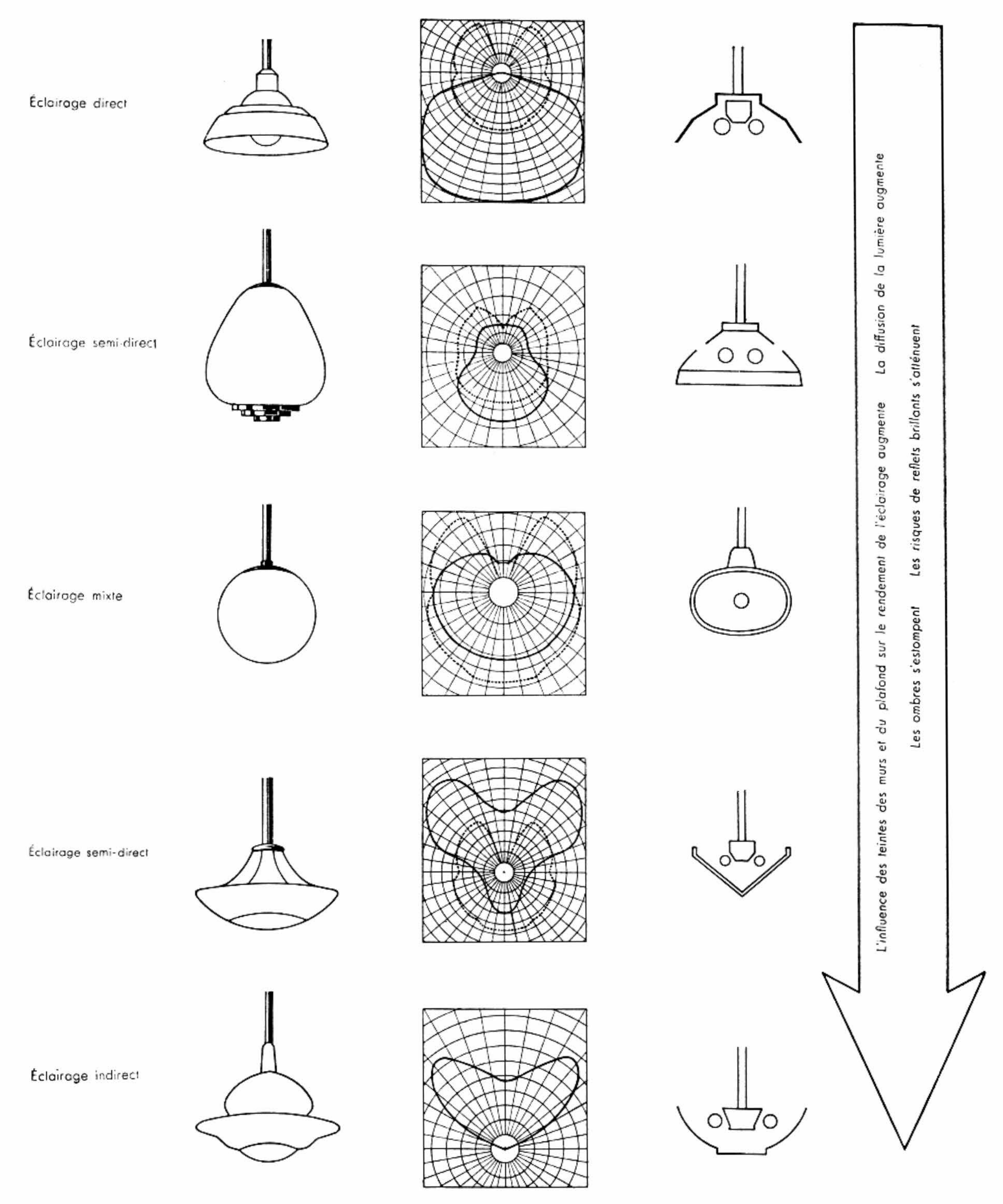


Fig. V-2 — Types classiques de répartition lumineuse

2.2. Éclairage indirect. — La fraction de lumière projetée vers une surface claire qui la réfléchit vers le plan de travail en la diffusant, correspond à 90 % ou 100 % de la lumière totale émise par la source. Ce type d'éclairage assure une parfaite diffusion de la lumière mais supprime le relief des objets ; l'absence d'ombres donne aux locaux éclairés un aspect monotone. Dans une pièce, il faut que le plafond soit très clair et mat et la source de lumière très intense (donc coûteuse).

2.3. Éclairage semi-direct. — Une fraction de lumière, comprise entre 10 et 40 % de la lumière fournie par la source, est dirigée vers le plan de travail et le reste (90 % à 60 %) est envoyé vers le plafond qui la diffuse. C'est le cas de la lampe de travail.

2.4. Éclairage semi-indirect. — La moitié du flux lumineux est dirigé vers le haut et l'autre moitié vers le bas.

2.5. Éclairage direct-indirect ou éclairage composé. — Un éclairage général d'ambiance, donnant une lumière douce et égale, est superposé à un éclairage localisé, puissant, limité à certains points localisés (plans de travail, coins de séjour, vitrines, etc.).

2.6. Éclairage mixte. — La lumière est à peu près uniformément répartie dans les ensembles.

Évidemment, à éclairement égal, la puissance nécessaire est d'autant plus faible que les conditions sont plus proches de celles de l'éclairage direct. C'est ce que montre le graphique qui donne les éclairements en fonction de la puissance (ces deux grandeurs sont données en valeur relative) pour les différents modes d'éclairage (fig. V-3).

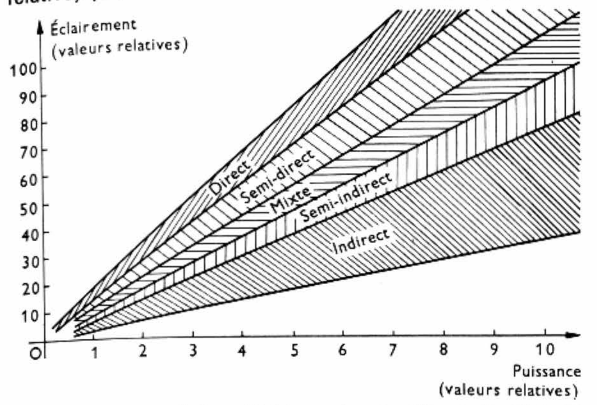


Fig. V-3 — Valeurs relatives d'éclairement en fonction de la puissance utilisée selon le type d'éclairage

3. APPAREILS D'ÉCLAIRAGE

À partir des sources et en utilisant les phénomènes d'absorption, de réflexion, de dispersion, de séparation et de transmission de la lumière, ils permettent de réaliser les conditions nécessaires à un éclairage rationnel.

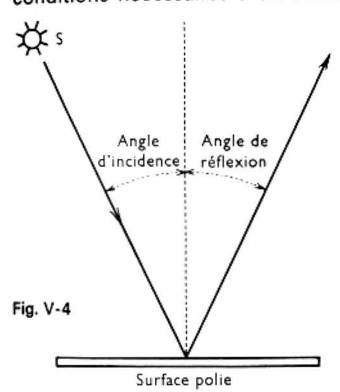


Fig. V-4

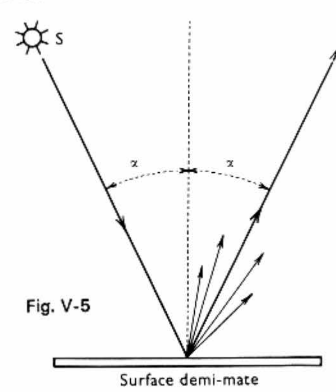


Fig. V-5

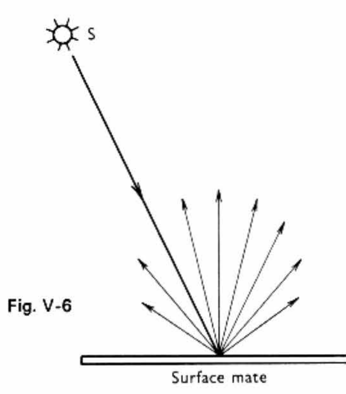


Fig. V-6

3.1. Rappels des phénomènes relatifs à la lumière tombant sur la surface de séparation de deux milieux (V. t. 1, Optique, chap. 1)

3.1.1. Absorption. — Quand un rayon lumineux traverse une atmosphère contenant de la fumée ou rencontre un corps noir opaque, il peut être absorbé en partie ou en totalité: la partie absorbée se transforme alors en chaleur. Si le rayon lumineux rencontre un corps transparent coloré, une partie des radiations traverse le corps et l'autre partie est absorbée par l'écran: il y a absorption. Si toutes les radiations sont absorbées dans le même rapport, l'absorption est *neutre ;* si ce rapport n'est pas le même pour les diverses longueurs d'onde, l'absorption est *sélective*.

3.1.2. Réflexion. — Elle se produit, par exemple, quand un rayon lumineux tombe sur une surface de métal polie. L'angle que fait la direction du rayon lumineux venant de la source avec la normale à la surface réfléchissante au point d'incidence est appelé *angle d'incidence ;* l'angle que fait le rayon réfléchi avec la même normale est l'*angle de réflexion*. Si le polissage de la surface réfléchissante est parfait, l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence: la *réflexion est régulière* (fig. V-4). Si le métal poli est coloré, certaines radiations peuvent être plus ou moins absorbées, les autres subissent la réflexion régulière: il y a *réflexion sélective*. La réflexion obtenue avec des métaux polis différents n'est pas la même: le rendement varie. Par exemple, alors que l'argent réfléchit 90 % du flux qu'il reçoit, l'aluminium poli n'en réfléchit que 62 %. D'autre part, la proportion du flux réfléchi varie avec les longueurs d'onde des rayonnements constituant la lumière incidente. Le verre argenté a des propriétés presque semblables à celles de l'argent poli.

3.1.3. Dispersion. — Si un rayon lumineux tombe sur une surface demi-mate, c'est-à-dire formée d'un très grand nombre de petites surfaces polies distribuées suivant des angles un peu différents, il se réfléchit suivant une même direction générale tout en se décomposant en un grand nombre de rayons qui forment un faisceau étalé (fig. V-5). Plus la surface se rapproche d'une surface polie et plus l'angle de dispersion du faisceau est petit; au contraire, plus elle se rapproche d'une surface mate et plus l'angle de dispersion du faisceau est grand. En regardant la surface réfléchissante demi-mate dans la direction du faisceau réfléchi, il n'est pas possible de distinguer l'image de la source comme dans une réflexion régulière; seule une tache lumineuse, brillante, à contours plus ou moins flous peut être vue.

3.1.4. Diffusion. — Si la surface, sur laquelle tombe un rayon lumineux, n'est pas brillante mais mate (comme une feuille de papier buvard, par exemple), ce rayon se réfléchit dans toutes les directions sans exception (fig. V-6). La luminance de cette surface devient alors uniforme; aucune tache lumineuse ne peut plus être observée. Le rendement peut néanmoins être excellent: par exemple, une feuille de papier buvard bien blanc réfléchit 80 % du flux qu'elle reçoit. La réflexion a lieu suivant la *loi de Lambert* et elle est la même dans toutes les directions; dans ce cas, la luminance de la surface réfléchissante est la même dans toutes les directions. Comme une réflexion régulière ou dispersée, une réflexion diffuse peut être sélective si la surface diffusante est colorée.

3.1.5. Réfraction. — Lorsqu'un rayon lumineux passe d'un milieu dans un autre, il est dévié (fig. V-7). Quand un rayon lumineux traverse une plaque de verre, il est réfracté; avec un prisme de verre, la réfraction peut être considérable. Dans certaines verreries prismatiques d'appareils d'éclairage, ce phénomène de réfraction est utilisé pour diriger les rayons réfractés dans une direction choisie à l'avance.

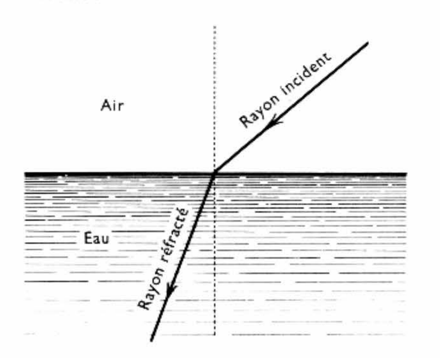


Fig. V-7

3.1.6. Transmission. — Lorsqu'un rayon lumineux tombe sur une lame transparente ou translucide, il est partiellement réfléchi ; une partie du flux lumineux constitue un rayon réfracté qui traverse l'écran en subissant une certaine absorption. Le flux restant est transmis et émerge de l'autre côté de l'écran en subissant une nouvelle réfraction. Cette transmission, comme la réflexion, peut être régulière ou diffuse ; elle peut aussi être sélective si l'écran est coloré ; l'absorption varie suivant une loi exponentielle en fonction de l'épaisseur traversée.

3.2. Facteur d'utilisation d'un appareil. — Le facteur d'utilisation d'un appareil est numériquement égal au quotient du flux émis par l'appareil et du flux émis par la source. Le flux émis peut être décomposé en flux direct, flux sur les murs et flux sur le plafond.

— Le *flux direct* est celui qui tombe directement sur le plan de travail ; le facteur d'utilisation f_d afférent à ce flux est indiqué dans des tables.

— Le *flux sur les murs* est réfléchi avant de parvenir sur le plan de travail ; la partie réfléchie de ce flux dépend du facteur de réflexion des murs. Le facteur d'utilisation « flux-murs » f_m est obtenu en multipliant le chiffre donné dans les tables par ce facteur de réflexion. Ce facteur tient compte de la couleur des murs, de l'importance de la surface des fenêtres par rapport à la surface des murs (les vitres des fenêtres absorbant tout le flux qu'elles reçoivent sans rien réfléchir).

— Le *flux sur le plafond* est également réfléchi avant de parvenir sur le plan de travail. Le facteur d'utilisation « flux-plafond » f_p est obtenu comme le facteur « flux-murs », en tenant compte du facteur de réflexion du plafond et de l'importance des parties vitrées (s'il y a lieu) par rapport à la surface totale du plafond.

Le facteur d'utilisation « flux complet » f est ensuite obtenu en faisant la somme de ces trois coefficients partiels :

$$f = f_d + f_m + f_p$$

Si les valeurs des facteurs d'utilisation ne tiennent pas compte du rendement des appareils, il faut faire entrer ce rendement dans la formule du calcul du flux.

Exemple : Désignons par S la surface du local, par E l'éclairement à obtenir, par D le facteur de dépréciation, par η le rendement de l'appareil, par f le facteur d'utilisation complet et par N le nombre de foyers.

Le flux par foyer est donné par la formule suivante :

$$\Phi = \frac{S\,E\,D}{\eta\,f\,N}$$

3.3. Classification des appareils d'éclairage. — Ils sont nombreux et très variés. Nous les classerons en réflecteurs, réflecteurs-diffuseurs, réflecteurs-réfracteurs.

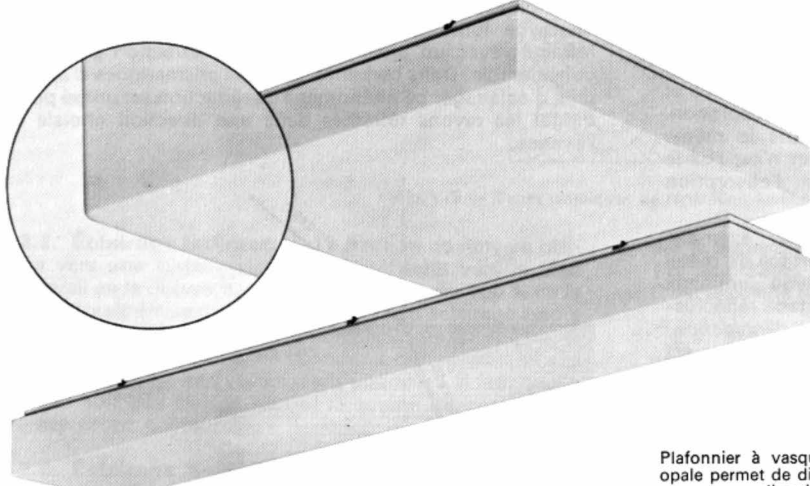
— *Appareils en verre opalin.* (fig. V-8) — Le verre opalin peut être considéré comme un verre ordinaire dans lequel de fines particules, d'indice de réfraction différent du verre, sont en suspension ; selon l'importance de ces particules, les verres sont légèrement ou fortement opalisés. Lorsque des rayons lumineux tombent sur une surface en verre opalin, une partie de ces rayons est réfléchie comme avec un réflecteur en métal poli ; une autre partie traverse le verre, rencontre les particules d'indice différent et est diffusée dans toutes les directions. Les flux absorbés, réfléchis et transmis dépendent de la qualité et de l'épaisseur du verre ; dès qu'une bonne diffusion est obtenue, il n'y a aucun intérêt à augmenter l'épaisseur du verre, car l'absorption augmente également.

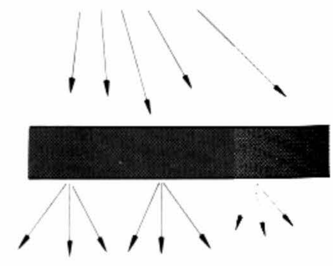
Il ne faut pas confondre la diffusion et l'absorption : certains bons verres opalins absorbent peu (16 à 18 %) et diffusent bien, tandis que d'autres absorbent beaucoup (20 à 25 %) et diffusent mal. Si l'absorption est grande, le verre est dit dense. Souvent, une couche très mince de verre opalin est accolée à une couche de verre transparent ordinaire ou placée entre deux couches de verre ordinaire, afin que l'absorption soit faible. De semblables verres conviennent parfaitement pour la diffusion. Le verre opalin est utilisé pour la construction des réflecteurs et des diffuseurs fermés ou ouverts, pour la réalisation des appareils directs, semi-directs et semi-indirects. Les réflecteurs en verre opalin sont élégants et d'un nettoyage facile ; malheureusement, ils sont fragiles. Leur forme a peu d'importance et ils sont très intéressants lorsqu'il s'agit d'éviter tout éblouissement.

— *Réflecteurs en métal poli et verre argenté.* — Toutes les surfaces métalliques soigneusement polies réfléchissent régulièrement la lumière, mais avec des rendements différents. La couleur du métal est la cause d'une réflexion sélective. Ces réflecteurs laissent passer directement une grande partie du flux et réfléchissent l'autre partie. Pour masquer la source à la vue, il faut un réflecteur de petite ouverture ; pour éclairer une vaste surface, une grande ouverture est cependant nécessaire. Les conditions à satisfaire ne sont pas toujours compatibles. Si le réflecteur est parabolique, les rayons réfléchis peuvent être parallèles et le réflecteur devient un véritable *projecteur;* pour qu'il en soit ainsi, il faut que la lampe soit rigoureusement au foyer du paraboloïde et que son filament soit de petite dimension ; il faut procéder à un nouveau réglage chaque fois que la lampe est changée. Les réflecteurs métalliques sont solides et pratiques, mais ils se ternissent rapidement et leur rendement baisse ; c'est leur grave inconvénient.

Les réflecteurs en *métal chromé* ont, à l'origine, un rendement inférieur à ceux en métal argenté ; par la suite, le chrome étant pratiquement inoxydable, les premiers conservent longtemps leur rendement pendant que celui des seconds diminue et devient rapidement inférieur à celui des réflecteurs chromés.

Certains réflecteurs en *aluminium* présentent un rendement qui ne diminue pour ainsi dire pas pendant des années (celui-ci est égal à 80 % environ) ; des appareils exposés pendant plus d'une année à l'atmosphère marine





Flux diffusé par l'opalisation de la vasque

Fig. V-8

Plafonnier à vasque opale. L'utilisation de verre opale permet de diffuser la lumière dans toutes les directions (*Boiron-Mazda*)

ont conservé sensiblement leur pouvoir réfléchissant initial. De plus, la pellicule d'alumine formée est très résistante à l'action de la température et le pouvoir réfléchissant reste à peu près constant jusqu'à 500 °C ; cette couche d'alumine, de grande dureté, possède une bonne résistance diélectrique et elle protège le métal contre la corrosion. Seul l'aluminium pur à 99,99 % peut être utilisé pour la fabrication de ces réflecteurs.

Les réflecteurs en *verre argenté* sont composés d'une forme en verre, recouverte extérieurement d'une mince couche d'argent ; cette dernière est protégée par une couche épaisse de vernis, souvent un vernis métallique. Leur rendement est excellent et peut atteindre 90 % ; il est durable car l'argent est protégé et il ne ternit pas. Quelquefois, l'argent est recouvert d'un dépôt de cuivre électrolytique qui assure une excellente protection. Les réflecteurs en verre argenté ont beaucoup été utilisés pour l'éclairage commercial (en particulier), mais ils ont été pratiquement supplantés dans un grand nombre d'applications, soit par les lampes-réflecteurs à miroir incorporé, soit par les réflecteurs en aluminium traité.

— *Réflecteurs en tôle émaillée.* — Ils se comportent comme des réflecteurs en verre opalin doublés d'un support métallique solide, généralement une tôle d'acier. Une très petite partie du flux subit une réflexion régulière à la surface de l'émail et une réflexion diffuse se produit dans l'épaisseur de cet émail ; pour cette raison, il y a intérêt à augmenter l'épaisseur de la couche d'émail, car tout rayon lumineux qui traverse cette couche et vient en contact avec le support métallique est absorbé. Le rendement de ces appareils est très variable selon la qualité de l'émail ; un émail bien blanc est très supérieur à un émail gris ou jaune. Pour que les réflecteurs en tôle émaillée puissent être utilisés à l'extérieur, il faut que l'émail résiste aux grandes variations de température sans se craqueler (fig. V-9).

La position de la lampe a une influence sur le rendement : il est souhaitable que sa position soit réglable. Pour éviter l'éblouissement, des lampes demi-dépolies, ou mieux demi-émaillées ou aussi des lampes dites « perle », satinées intérieurement, sont fréquemment utilisées avec ces appareils. Pour masquer la source et accroître la diffusion, des pièces en verre opalin sont ajoutées à ces réflecteurs afin de les transformer en *réflecto-diffuseurs*

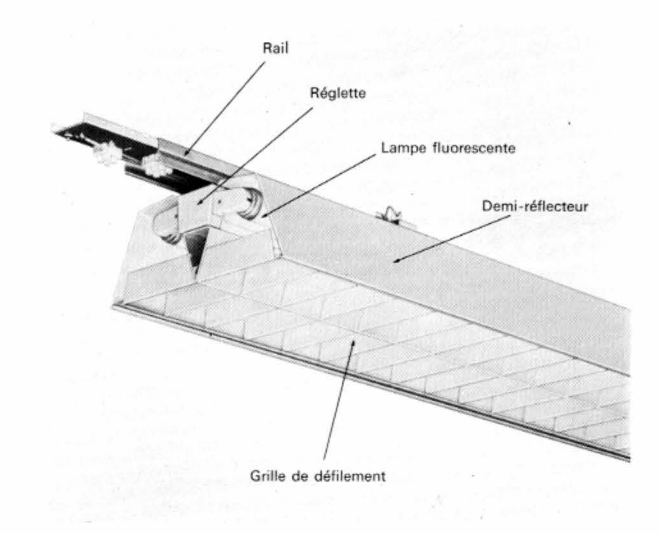


Fig. V-10 — Réflecteur industriel avec grille de défilement (*Boiron-Mazda*)

(fig. V-10). Le rendement de tels réflecteurs peut atteindre 70 %. Ils sont peu coûteux et très solides ; leur emploi est indiqué pour l'éclairage des ateliers.

— *Appareils en verreries prismatiques* (fig. V-11 et V-12). — Le phénomène de réflexion totale est utilisé dans les *réflecteurs à prismes* et celui de la réfraction dans les *réfracteurs* (V. t. 1, Optique, chap. 2). Comme les réflecteurs en verre argenté ou en tôle émaillée, les réflecteurs à prismes peuvent être symétriques ou dissymétriques et trouvent leur emploi, soit pour l'éclairage direct, soit pour l'éclairage indirect dans la position renversée.

Les réfracteurs sont formés de deux verreries munies de deux sortes de prismes : les uns horizontaux, placés à l'intérieur, servent à diriger le flux dans la direction choisie ; les autres, verticaux et à l'extérieur, diffusent le flux dirigé par les premiers et évitent tout éblouissement (fig. V-11). Les sommets des angles des prismes sont légèrement aplatis ou arrondis, ce qui permet à une petite quantité de

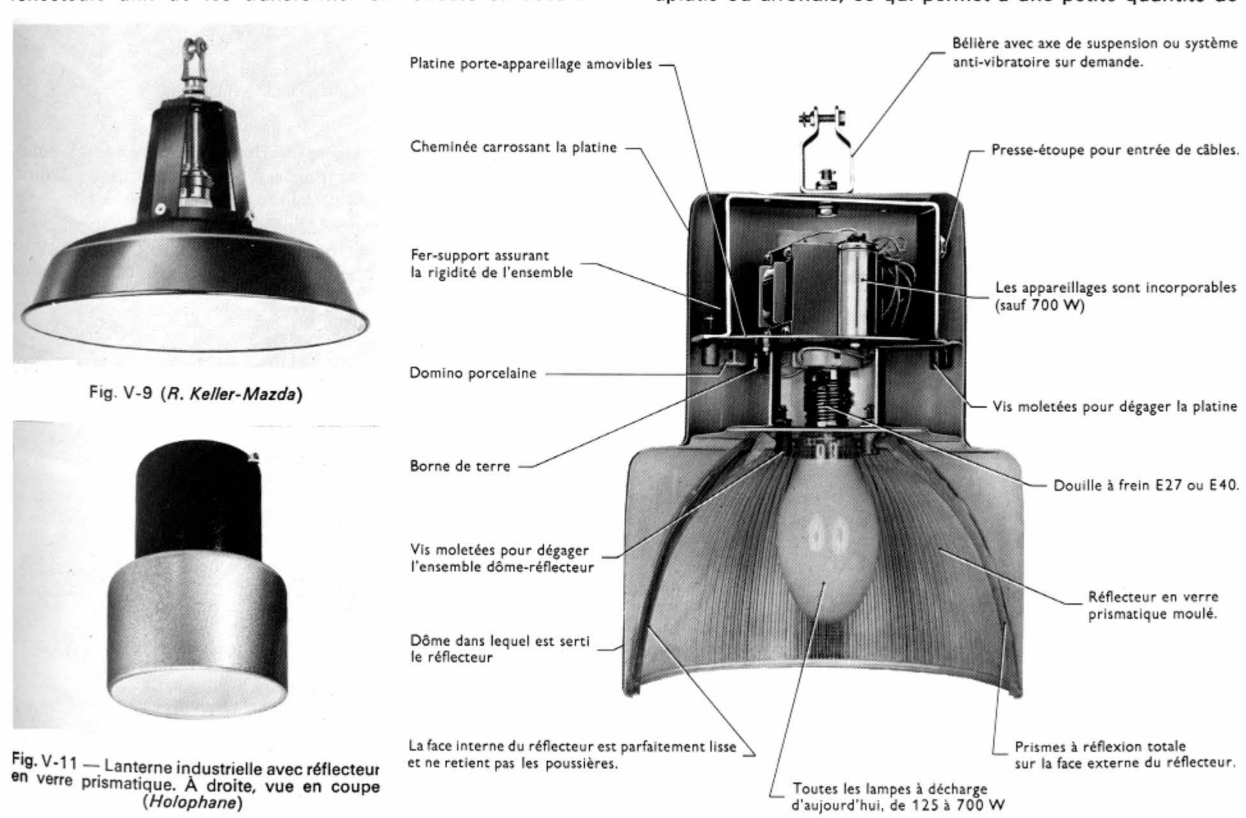


Fig. V-9 (*R. Keller-Mazda*)

Fig. V-11 — Lanterne industrielle avec réflecteur en verre prismatique. À droite, vue en coupe (*Holophane*)

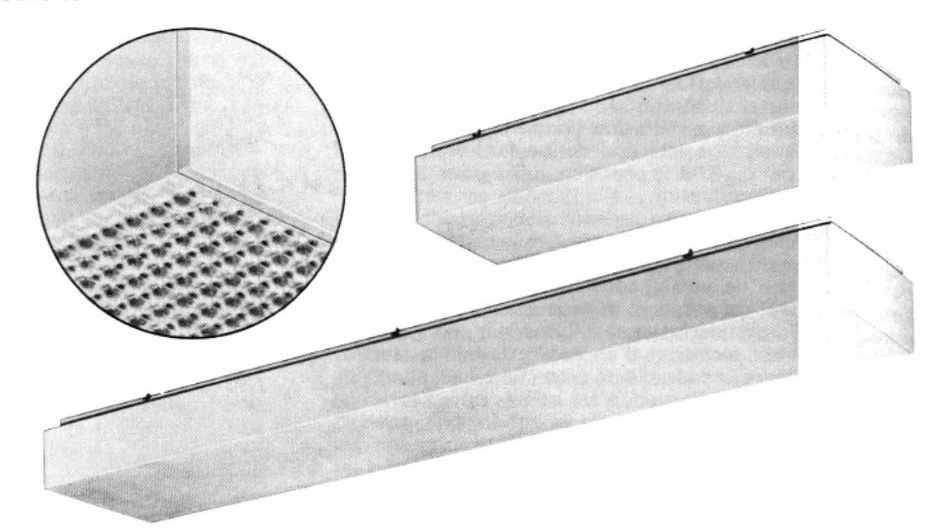


Fig. V-12

Plafonnier à vasque prismatique
(*Boiron-Mazda*)

lumière de traverser le réflecteur ou le réfracteur et d'améliorer son aspect extérieur. Ces appareils ont un excellent rendement, car ils sont réalisés en verre clair très peu absorbant; pour éviter que les cannelures ne retiennent facilement la poussière et que le rendement ne baisse vite, en général, les réfracteurs sont composés de deux pièces de verre pénétrant l'une dans l'autre: celle de l'intérieur possède des prismes extérieurs et celle de l'extérieur des prismes intérieurs et ainsi, les surfaces prismatiques internes sont à l'abri des poussières. Les deux faces apparentes de l'ensemble sont lisses et ne retiennent pas la poussière: elles sont faciles à nettoyer.

Ces appareils d'éclairage sont fragiles, comme tous les appareils en verre, mais ils ont une très grande qualité, c'est de permettre de diriger la lumière dans des plans verticaux déterminés. En effet, il suffit de modifier le nombre et les dimensions des prismes et de les répartir judicieusement à la surface des verreries pour diriger, dans la direction voulue, tout ou partie du flux émis par la source. On utilise également des verres striés pour équiper de nombreux appareils d'éclairage (fig. V-13).

Certains appareils sont en verre dépoli au jet de sable ou à l'acide; ils diffusent la lumière sensiblement comme une surface demi-mate, c'est-à-dire moins bien que le verre opalin. Si les rayons lumineux tombent sur la face non dépolie, une petite partie est réfléchie, tandis que le reste est transmis et diffusé par la face dépolie. Ces appareils sont surtout employés comme diffuseurs et non comme réflecteurs. Au travers du verre dépoli, la source apparaît comme une zone légèrement brillante.

Aux matériaux précédents, il faut ajouter les matières plastiques appréciées pour leur légèreté; elles sont devenues d'un emploi courant pour la fabrication des diffuseurs (fig. V-14) et des grilles de défilement dont sont souvent munis les luminaires pour lampes fluorescentes.



Fig. V-14

Lustre semi-direct à grille de défilement
(*Boiron-Mazda*)

3.4. Éclairage par lampes fluorescentes. — L'éclairage par fluorescence est réalisé à l'aide de lampes à ballon fluorescent et de lampes tubulaires.

● Les lampes à ballon fluorescent peuvent se loger dans des appareils tout à fait comparables à ceux utilisés pour les lampes à incandescence de forte puissance; cela leur

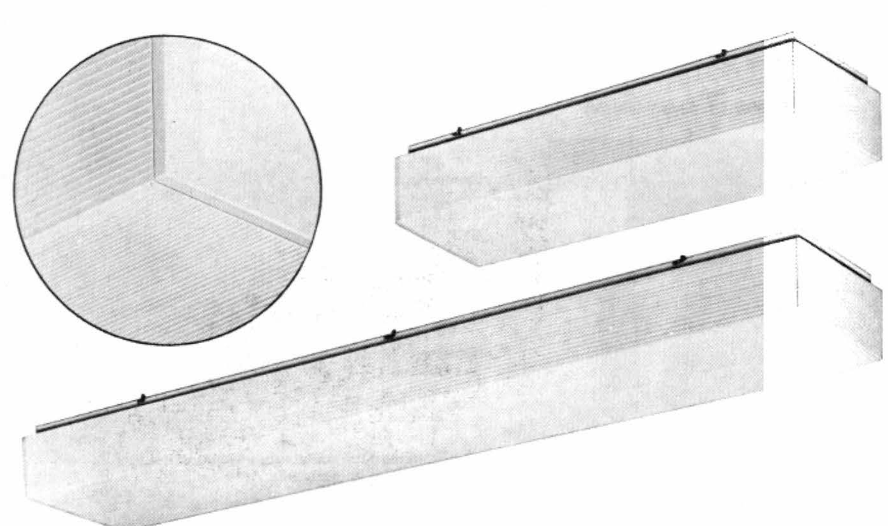
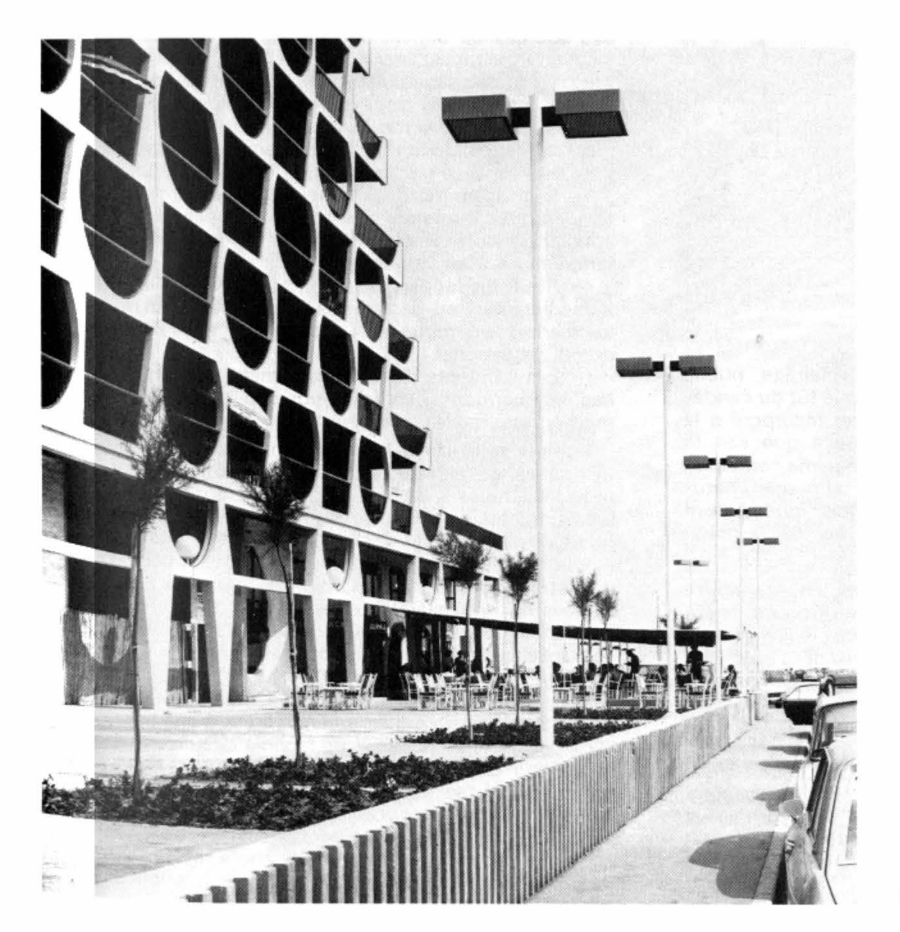


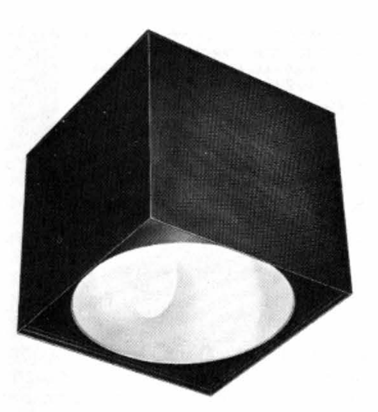
Fig. V-13

Plafonnier à vasque striée
(*Boiron-Mazda*)



Éclairage d'un carrefour sur une voie à grande circulation réalisé avec des lanternes d'éclairage routier installées à 12 mètres et équipées de lampes à sodium haute pression de 400 W (*Lemoine-Holophane*)





Armature cubique d'éclairage extérieur équipée de lampe à décharge (*Boiron-Mazda*)

Ensemble décoratif à deux foyers pour lampe à ballon fluorescent de 125 W sur fûts de 5 mètres à la Grande-Motte (*Holophane*)

confère un avantage incontestable sur les lampes fluorescentes tubulaires dont la forme et les dimensions font peser sur les luminaires qu'elles équipent une hypothèque d'ordre esthétique qui, jusqu'à présent, a été levée de façon plus ou moins heureuse dans les installations d'éclairage importantes. Cependant, il n'est guère recommandable de placer les lampes à ballon dans des appareils conçus pour recevoir des lampes à incandescence. Les meilleurs résultats ne peuvent être obtenus qu'au moyen d'appareils assez semblables il est vrai, mais qui ont été spécialement étudiés pour l'utilisation rationnelle de ces nouvelles sources lumineuses. En effet, il faut bien remarquer que, dans le tracé des surfaces réfléchissantes pour les lampes à incandescence à ampoule claire, il est tenu compte du double fait que le filament peut être assimilé à une source ponctuelle et que le ballon transparent de l'ampoule peut être retraversé par les rayons réfléchis. Au contraire, les lampes à ballon occupent un certain volume lumineux et forment un écran s'opposant à la transmission directe des rayons réfléchis qui le rencontrent. Pour cette raison, les constructeurs ont mis au point un certain nombre d'appareils spéciaux qui permettent l'utilisation optimale des lampes à ballon, tant pour l'éclairage public que pour les applications industrielles.

Le logement de l'appareillage auxiliaire (ballast et condensateur) a posé un problème qui a été résolu de diverses façons : dans les installations industrielles et dans les installations d'éclairage public existantes, le ballast est souvent placé dans une cheminée faisant corps avec l'armature (fig. V-15), ce qui facilite les opérations de

1. Lampe fluorescente 125 W, 5 400 lumens ou 80 W, 3 000 lumens. Facteur de puissance compensé
2. Miroir ovoïde en aluminium pur, poli et traité par oxydation anodique
3. Cheminée en aluminium fondu spécialement protégé contre la corrosion
4. Douille Goliath ou Edison en cuivre dit rouge. Embase en porcelaine
5. Inductance ou autotransformateur, suivant l'alimentation (215/235 V ou 105/130 V)
6. Condensateur de 10 microfarads pour la compensation du facteur de puissance
7. Tube fileté permettant le réglage de la lampe au foyer
8. Calotte en aluminium fondu spécialement protégé contre la corrosion

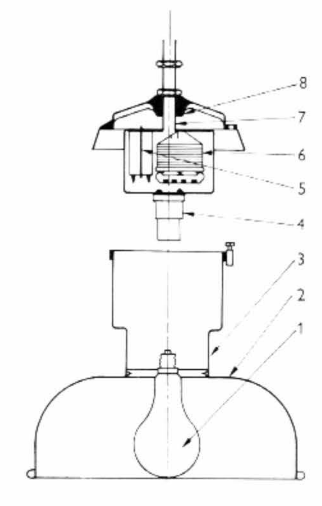


Fig. V-15

branchement. Dans les installations d'éclairage public neuves, le ballast peut être placé, soit dans le fût du candélabre s'il est en acier, soit dans un coffret incorporé à la console, soit dans un coffret mural. Quelle que soit la solution adoptée, il faut veiller à ce que l'enceinte contenant l'appareillage soit sérieusement ventilée, afin que l'autotransformateur et surtout le condensateur fonctionnent dans des conditions de température prévues par le constructeur.

● Les lampes tubulaires présentent une luminance comprise entre 3 000 et 5 000 cd/m², c'est-à-dire voisine de celle des diffuseurs habituellement utilisés en éclairage par incandescence ; pour cette raison on a considéré qu'il était possible d'obtenir des résultats satisfaisants en les employant nues. Dans la plupart des cas, le résultat n'est pas satisfaisant et les lampes doivent être habillées pour obtenir un confort visuel caractéristique d'un bon éclairage, particulièrement dans le cas des niveaux d'éclairement élevés (fréquents dans les installations modernes). D'autre part, il est toujours nécessaire de contrôler la répartition du flux lumineux, comme en incandescence, de façon à utiliser au mieux la lumière disponible avec un rendement satisfaisant.



Réfracteur sphérique d'éclairage d'ambiance pour lampe à ballon fluorescent de 250 W (*Lemoine-Holophane*)

● La fabrication des luminaires pour lampes fluorescentes s'inspire des considérations suivantes :

— Il n'est pas possible d'obtenir la même précision dans le contrôle du flux lumineux, soit par réflexion, soit par réfraction, car les lampes fluorescentes tubulaires sont des sources de dimensions étendues (contrairement aux lampes à incandescence).

— En fluorescence, les tubes forment *un écran* pour la lumière incidente et *les rayons réfléchis doivent envelopper la lampe pour que le rendement soit bon* (dans les lampes à incandescence, du fait de la transparence du verre, le ballon peut être traversé par une partie des rayons réfléchis).

— L'émission de flux lumineux étant étroitement liée à *la température* de régime des tubes, leur écartement et leur ventilation doivent être déterminés pour maintenir cette température à sa valeur optimale.

— Pour les appareils comportant un ballast disposé immédiatement au-dessus des réflecteurs, il faut prévoir une *ventilation énergique* afin d'éviter un échauffement trop grand du matériel.

— Les incidents de fonctionnement peuvent nécessiter des interventions que la disposition des luminaires doit rendre aussi faciles que possible.

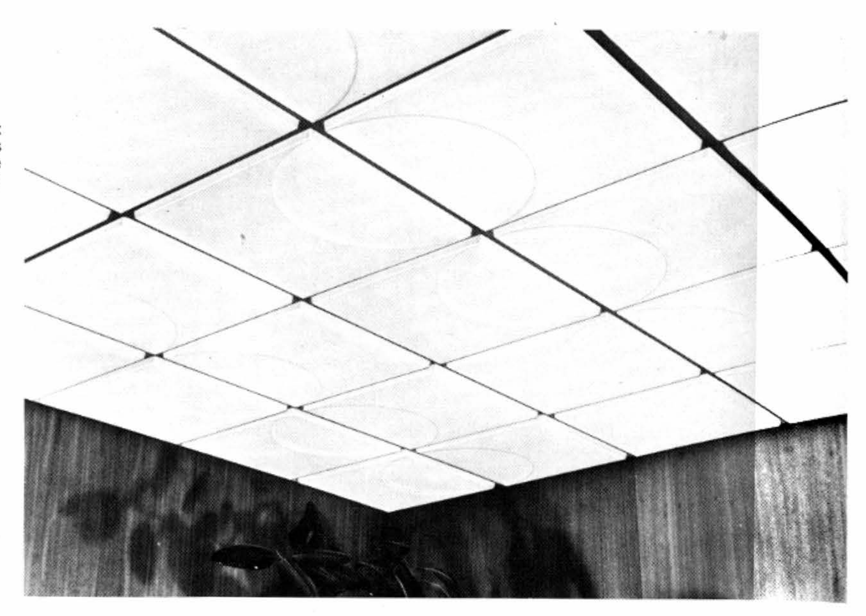
Compte tenu de ces observations, la construction des luminaires est réalisée en utilisant les mêmes procédés que pour les lampes à incandescence. Toutefois, pour atténuer leur luminance, des dispositifs appropriés aux sources fluorescentes ont dû être prévus. Le flux lumineux peut être intercepté par des matériaux qui redistribuent la lumière par réfraction ou diffusion : plaques de verre prismatiques sablées ou non, plaques en matière plastique translucide, baguettes de verre, etc. Ces matériaux doivent posséder certaines qualités (en particulier vis-à-vis de l'absorption sélective), afin de conserver sensiblement les caractéristiques spectrales de la lumière émise par le tube choisi.

Des systèmes de grilles-écrans, formant une trame alvéolaire, peuvent être disposés de façon à occulter ou à tamiser la lumière émise, sous un angle constant pour chaque alvéole. Ainsi, se trouve réalisé un angle de défilement à l'intérieur duquel la vue directe des tubes est impossible. De bonnes conditions de confort visuel correspondent à un angle de valeur supérieure à 30°, angle mesuré au-dessus du plan horizontal passant par l'œil. Il est possible d'adopter

Corniches d'éclairage indirect pour une salle de musée (*Michel Crépin, Revue française de l'Électricité*)



Réflecteurs d'éclairage direct encastrés dans le plafond (*Michel Crépin, Revue française de l'Électricité*)

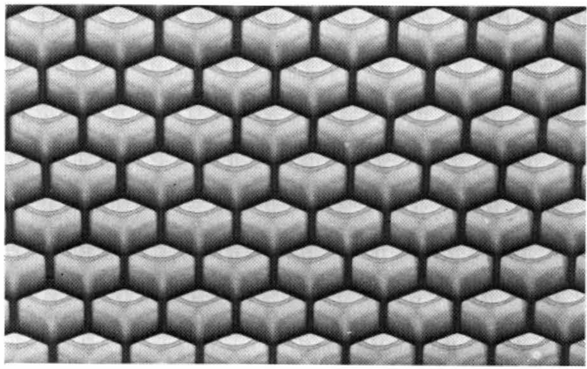


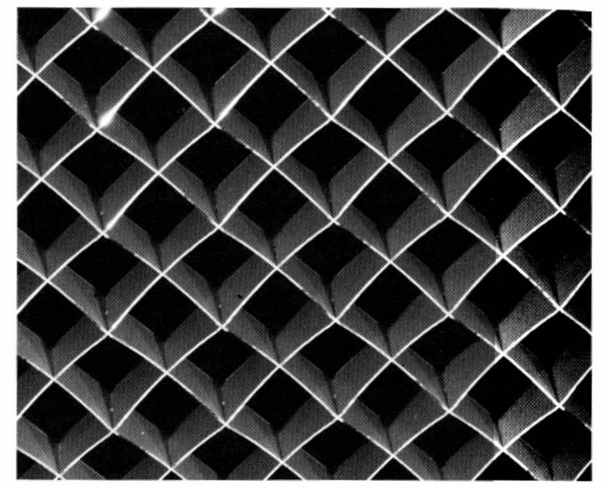
Plafond semi-lumineux à vasques à motifs décoratifs en polychlorure de vinyle (*Boiron-Mazda*)

Ci-dessous :

À gauche : Plafond lumineux en polychlorure de vinyle autoextinguible (*Evenou-Mazda*)

À droite : Plafond lumineux à résille d'aluminium anodisé (*Evenou-Mazda*)





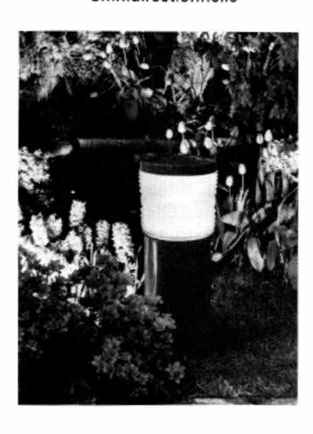
des valeurs un peu différentes suivant la nature des locaux. Ce dispositif cellulaire, désigné parfois sous le nom de « paralume », est réalisé avec des bandes de métal poli ou laqué, des plaques de matières plastiques translucides, des plaques de verre opale ou dépoli assemblées à mi-bois.

Les appareils à fluorescence se présentent sous les formes les plus variées, convenant à tous les usages : réflecteurs d'atelier pour usages industriels, réflecteurs de vitrine, luminaires pour locaux commerciaux ou administratifs ou résidentiels, lanternes d'éclairage public, etc.

Certains de ces appareils peuvent être montés en lignes continues suivant une technique devenue courante pour l'éclairage des grands locaux.

Bornes lumineuses (*Holophane*)

omnidirectionnelle



à face latérale



Les sources fluorescentes *se prêtent bien à la réalisation d'éclairages architecturaux utilisant des éléments intégrés à la construction*. Ce procédé permet des combinaisons variées et il est largement employé *dans les locaux où une certaine recherche décorative s'impose*. Les dispositifs les plus employés sont les corniches d'éclairage indirect, les plafonds lumineux, les éléments d'éclairage direct incorporés au plafond. Les *corniches* sont presque toujours équipées avec des tubes à cathodes froides, qui permettent des réalisations très nettes par suite de l'absence de solutions de continuité dans l'aspect lumineux des gorges diffusantes. Pour des raisons d'échauffement, il est recommandé de donner une section suffisante aux corniches et de loger les transformateurs d'alimentation en dehors de celles-ci. Les *plafonds entièrement lumineux* comportent des sources réparties sur toute la surface du plafond et masquées à la vue par des paralumes qui constituent, sous forme cellulaire, un faux plafond à faible luminance ; l'effet rappelle celui de l'éclairage naturel distribué par une verrière. Ils permettent d'obtenir des ambiances très aérées ; plusieurs régimes d'éclairage peuvent être prévus. Les *dispositifs incorporés* comportent des réflecteurs d'éclairage direct encastrés dans le plafond et dissimulés à la vue par des plaques *prismatiques*, des plaques diffusantes ou des systèmes de grilles-écrans. Il existe des modèles de plaques prismatiques qui permettent d'obtenir, au choix, des distributions de lumière extensives, intensives ou concentrantes. Ces masques sont amovibles (de façon à réserver l'accessibilité aux lampes) et généralement placés au ras du plafond. On réalise ainsi des « chemins de lumière » suivant des dessins très variés.

CHAPITRE VI

ÉTABLISSEMENT D'UN PROJET D'ÉCLAIRAGE EXEMPLES D'ÉCLAIRAGE

Il est très fréquemment nécessaire de calculer les éclairements en différents points d'un espace. Évidemment, dans le cas d'espaces clos et couverts, il faut tenir compte de la lumière réfléchie par les murs et les plafonds.

1. CALCUL DE L'ÉCLAIREMENT DÛ À UNE SEULE SOURCE DANS UN ESPACE DÉCOUVERT

Le calcul se fait en considérant un plan horizontal (celui sur lequel le travail est exécuté), généralement placé entre 0,75 et 1 m au-dessus du sol. Il est nommé *plan de travail ou plan utile*. La source S est supposée réduite à un point.

Il faut chercher l'éclairement E_M en un point M du plan de travail. Nous désignons par h la hauteur de S au-dessus du plan de travail, par α l'angle que fait la direction SM avec la verticale et par I_M l'intensité lumineuse du rayonnement dans la direction SM (fig. VI-1). L'éclairement au point M est donné par la relation suivante :

$$E_M = \frac{I_M}{SM^2} \cos \alpha$$

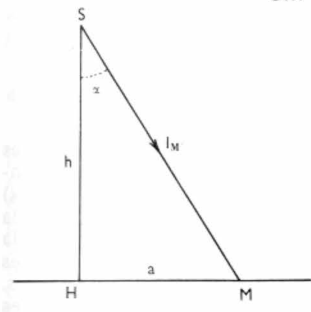


Fig. VI-1

En général, il est plus commode d'exprimer cet éclairement en fonction de la hauteur h et de l'angle α :

$$h = SM \cos \alpha$$

En portant cette valeur dans l'équation précédente, il vient :

$$E_M = \frac{I_M \cos^3 \alpha}{h^2}$$

En général, l'angle α n'est pas connu, mais il est toujours facile de mesurer la distance HM ($HM = a$) du point M au pied H de la perpendiculaire passant par la source $\left(\operatorname{tg} \alpha = \frac{a}{h}\right)$. Dans ce cas, l'éclairement E_M est égal à :

$$E_M = I_M \frac{h}{(a^2 + h^2)^{3/2}}$$

Connaissant la courbe polaire de la source (avec son réflecteur ou diffuseur) dans le plan vertical considéré (c'est-à-dire la courbe I_M en fonction de α), pour une hauteur h déterminée de la source au-dessus du plan utile, il est possible d'établir un tableau donnant l'éclairement E_M en fonction de la distance a du point considéré à la verticale abaissée de la source sur le plan utile.

2. COURBE PHOTOMÉTRIQUE DONNANT L'UNIFORMITÉ D'ÉCLAIREMENT DANS UN ESPACE DÉCOUVERT (PLAN HORIZONTAL)

L'éclairement dépend évidemment de la courbe photométrique et de la hauteur du foyer au-dessus de ce plan. La forme de la courbe photométrique (courbe polaire) a une importance considérable. Si nous supposons que l'intensité lumineuse a la même valeur I dans toutes les directions, c'est-à-dire que la courbe polaire est un cercle dans tous les plans verticaux, l'éclairement en un point M est égal à :

$$E_M = \frac{I \cos^3 \alpha}{h^2}$$

La hauteur du foyer h au-dessus du plan étant invariable, le rapport $\frac{I}{h^2}$ est constant et nous pouvons écrire :

$$E_M = K \cos^3 \alpha \quad (K = \text{Cte})$$

L'éclairement varie comme le cube du cosinus de l'angle que fait la direction considérée avec la verticale passant par la source ; il diminue donc très rapidement au fur et à mesure que le point M s'éloigne du pied de la verticale. Pour un angle α de 60°, l'éclairement n'est plus que 12,5 % de ce qu'il est au pied de la verticale, sous le foyer. Donc, pour avoir un éclairement constant sur un plan, il faut que la courbe polaire soit telle que $I \cos^3 \alpha$ soit constant :

$$I \cos^3 \alpha = \text{Cte} \Longleftrightarrow I = \frac{\text{Cte}}{\cos^3 \alpha}$$

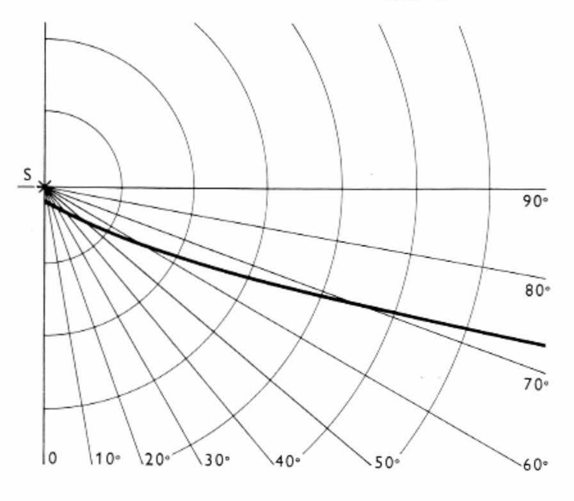
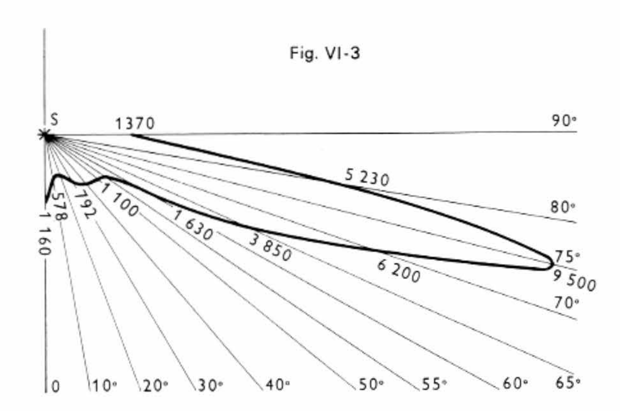


Fig. VI-2

L'intensité doit donc varier en fonction de l'angle α comme le quotient $\frac{1}{\cos^3 \alpha}$. La courbe permettant d'obtenir ce résultat est une courbe théorique (fig. VI-2). Certains appareils, surtout ceux destinés à l'éclairage des grands espaces découverts, donnent des courbes photométriques se rapprochant de cette courbe théorique (fig. VI-3).

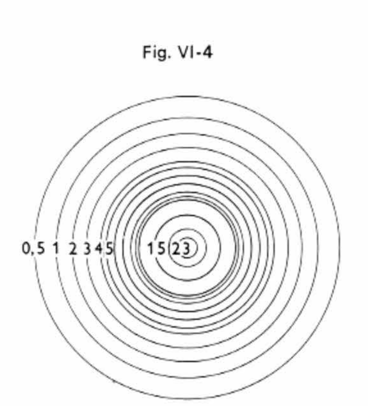


Pour un appareil dont la courbe de répartition des intensités lumineuses est analogue à celle de la figure VI-3, l'influence de la hauteur du foyer au-dessus du plan utile est la suivante :

— au pied de la verticale passant par le foyer, l'éclairement est inversement proportionnel au carré de la hauteur ;
— pour un point *M* éloigné du pied de la verticale, deux cas doivent être considérés :

- si *h* est grand, α est petit et $\cos^3 \alpha$ est voisin de 1 : le rapport $\frac{I}{h^2}$ est petit, l'éclairement est donc petit ;
- si *h* est petit, le rapport $\frac{I}{h^2}$ est assez grand, mais alors α est grand et $\cos^3 \alpha$ est petit : l'éclairement est encore petit.

Fig. VI-4

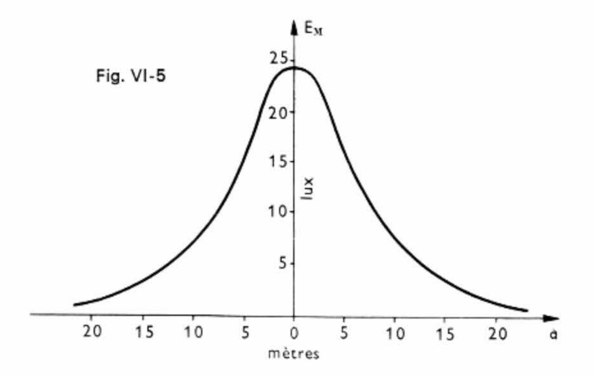


Il y a une valeur optimale de *h* qui doit être déterminée dans chaque cas. Au fur et à mesure que la source est élevée, l'éclairement diminue, mais l'uniformité de l'éclairement augmente. On appelle *facteur d'uniformité d'éclairement,* le rapport entre l'éclairement du point le moins éclairé ($E_{\min}$) de la surface considérée et l'éclairement du point le plus éclairé ($E_{\max}$). Un autre facteur d'uniformité d'éclairement est souvent employé : il est égal au quotient de la différence ($E_{\max} - E_{\min}$) et de l'éclairement maximal ($E_{\max}$) :

$$\frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max}}$$

Si la courbe photométrique d'une source et de son appareillage est la même dans tous les plans verticaux passant par la source (c'est-à-dire si le solide photométrique est de révolution), l'éclairement a la même valeur en tous les points du plan utile situés sur une circonférence dont le centre est le pied de la verticale passant par la source. Ces courbes sont nommées *isolux* (fig. VI-4). Le long d'une droite passant par le pied de la verticale, l'éclairement E_M est fonction de l'éloignement *a* de la verticale. Si le solide photométrique est de révolution, la graphe E_M (*a*) est symétrique par rapport à la verticale (fig. VI-5).

Fig. VI-5





3. CAS DE DEUX SOURCES. GRAPHES ISOLUX

Nous supposons que les deux sources sont identiques et que leurs isolux sont des circonférences. Il faut tracer les circonférences d'égal éclairement pour l'une des sources puis pour l'autre. En chacun des points du plan, l'éclairement total est la somme des éclairements dus aux deux sources. En réunissant tous les points de même éclairement total, nous obtenons les graphes isolux (fig. VI-6). Le procédé est applicable lorsqu'il y a plus de deux sources : après avoir tracé les isolux pour les deux premières sources, il faut tenir compte des éclairements produits par la troisième, puis par la quatrième, etc.

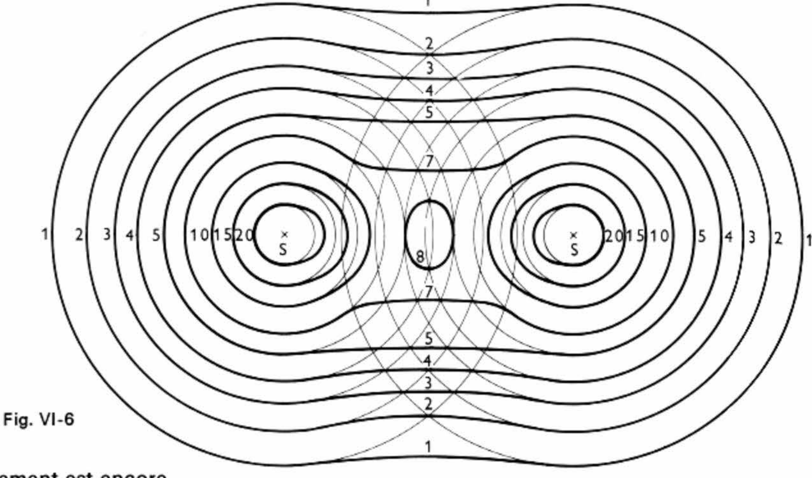


Fig. VI-6

Une méthode graphique peut faciliter ce tracé. Des réglettes en papier fort, graduées en lux (fig. VI-7) indiquent (à l'échelle choisie pour le tracé des isolux) l'éclairement E_M produit par une source en fonction de la distance *a* du point *M* au pied de la verticale passant par la source. Le pied de cette verticale est repéré sur les réglettes et, pour utiliser celles-ci, il faut fixer (à l'aide d'épingles, par exemple) les repères des pieds des verticales sur les points figurant les deux sources sur le dessin. En faisant pivoter les réglettes autour de ces points, il est possible

Fig. VI-7

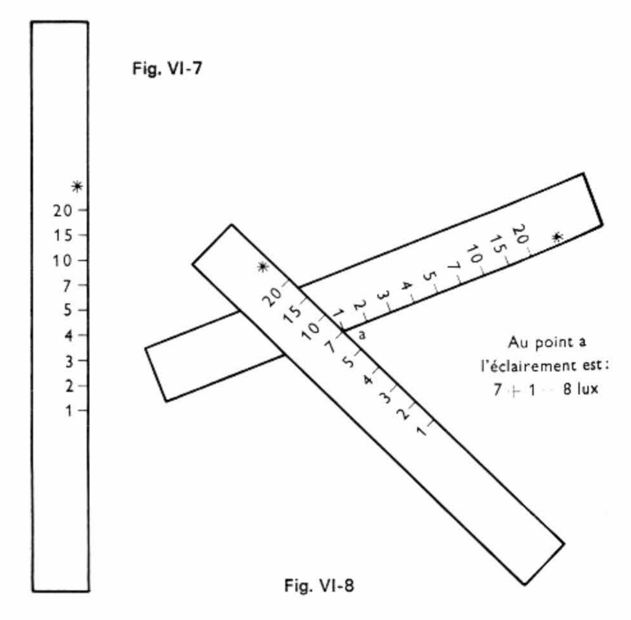


Fig. VI-8

d'obtenir simplement la somme des éclairements en chaque point du plan. Ainsi, les isolux sont tracés point par point (fig. VI-8). S'il y a une troisième source, il faut utiliser une réglette supplémentaire et additionner l'éclairement dû à cette dernière source à la somme des éclairements pro-

duits par les deux premières. Ce procédé peut être mis en œuvre quel que soit le nombre de sources qui éclairent le plan.

La variation de l'éclairement le long d'une droite joignant les pieds des verticales passant par deux sources est obtenue en faisant la somme des ordonnées des graphes correspondant aux deux sources (fig. VI-9). On pourra

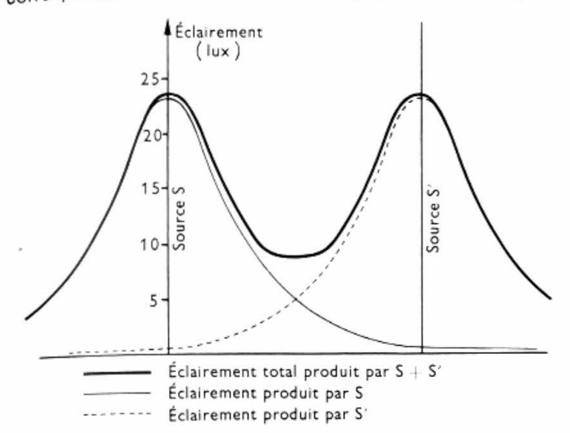


Fig. VI-9

chercher, à l'aide de semblables graphes, l'écartement optimal des deux sources pour que l'éclairement soit approximativement constant tout le long de la droite joignant les pieds des verticales passant par deux sources.

4. ÉCLAIREMENT MOYEN

L'éclairement n'est pas le même en tous les points d'un plan et c'est pourquoi il importe de connaître ce qui caractérise l'éclairage, c'est-à-dire l'*éclairement moyen*. Pour le calculer, il est possible d'utiliser la méthode dite *point par point*. Pour cela, le plan sur lequel les isolux sont tracés est divisé en un certain nombre de carrés ou de rectangles de même surface. Pour chacun des carrés ou des rectangles, l'éclairement moyen est évalué en utilisant les isolux. Ensuite, en tenant compte de l'échelle du dessin, comme la surface du carré envisagé est connue, nous pouvons calculer facilement le flux qui tombe sur le carré. En répétant la même opération pour chaque carré et en additionnant tous ces flux partiels, nous obtenons le flux total qui tombe sur le plan considéré. En divisant ensuite ce flux par la surface du plan, nous déduisons l'éclairement moyen.

Pratiquement, comme en général les foyers sont placés symétriquement, les mêmes isolux se retrouvent régulièrement sur le plan : il n'est pas nécessaire de rechercher l'éclairement moyen pour tout le plan, mais pour une portion seulement. Plus les carrés utilisés seront de petites dimensions, plus l'exactitude du calcul sera grande. Les isolux peuvent également être tracés sur un calque qui est ensuite placé sur du papier quadrillé (millimétré, par exemple) ; il est ainsi très facile de calculer la surface comprise entre des courbes isolux consécutives.

5. ÉCLAIREMENTS DES ESPACES CLOS ET COUVERTS

Pour les espaces clos et couverts il faut tenir compte du fait qu'une partie du flux émis par les foyers est réfléchie par les murs et le plafond et vient renforcer le flux qui va directement des foyers sur le plan utile. La méthode de calcul direct des éclairements n'est donc pas applicable à l'éclairage intérieur. Il faut alors utiliser des formules empiriques, déduites de résultats expérimentaux, dans lesquelles interviennent le *facteur de réflexion* des murs et du plafond, le *facteur d'utilisation* du local et le *facteur de dépréciation*.

Facteur de réflexion. — Si nous désignons par φ le flux tombant sur une surface, une partie seulement de ce flux $K\varphi$ est réfléchie ; K est plus petit que 1 : c'est le *pouvoir réflecteur* ou *facteur de réflexion* de la surface. Ce facteur est extrêmement variable ; il dépend de l'aspect de la surface (mate ou brillante, polie ou rugueuse), de sa couleur, de la matière dont elle est formée (papier, peinture, étoffe), de son état de propreté. À titre indicatif, nous donnons un tableau du facteur de réflexion de surfaces propres, fraîchement peintes, en fonction de la couleur, ainsi que de quelques matériaux.

Désignation	Facteur de réflexion
Peintures blanches	0,70 à 0,80
Peintures grises, à 100 g de blanc de zinc et à :	
5 g de noir d'ivoire	0,66
25 g de noir d'ivoire	0,36
40 g de noir d'ivoire	0,23
50 g de noir d'ivoire	0,19
Peintures roses, à 100 g de blanc de zinc et à :	
5 g de terre de Sienne brûlée . .	0,65
25 g de terre de Sienne brûlée . .	0,44
40 g de terre de Sienne brûlée . .	0,37
50 g de terre de Sienne brûlée . .	0,30
Papiers peints unis :	
Blanc	0,67 à 0,76
Crème	0,69
Paille	0,65
Chamois	0,65 à 0,66
Gris trianon	0,78
Pierre	0,37
Gris ardoise	0,19
Noir d'ébène	0,04
Matériaux :	
Marbre blanc	0,83
Ardoise	0,10
Carreau de faïence blanche	0,70
Brique jaune	0,45
Brique rouge	0,20
Brique amiante blanche	0,62
Tôle émaillée blanche et mate . .	0,60 à 0,83
Tôle émaillée polie	0,65 à 0,77
Aluminium poli	0,62
Aluminium oxydé ou dépoli . . .	0,70 à 0,89
Argent poli	0,90 à 0,92
Chrome poli	0,63 à 0,66
Acier inoxydable au chrome-nickel	0,55

Facteur d'utilisation. — Supposons que tous les appareils d'éclairage placés dans le local soient des appareils présentant un axe de révolution et soient du même type. Une partie du flux total φ émis par ces foyers est reçue directement sur le plan utile tandis qu'une autre atteint les murs et le plafond où elle est plus ou moins absorbée. Seule une fraction de ce flux est réfléchie vers le plan utile.

Le *facteur d'utilisation* est le rapport $\frac{\varphi'}{\varphi}$ du flux total φ' reçu par le plan utile au flux φ émis par les foyers (V. chap. 5).

Il dépend :

— des appareils d'éclairage dont le rendement est variable et qui concentrent plus ou moins le flux émis ;
— des dimensions du local à éclairer ;
— de la hauteur des foyers au-dessus du plan utile.

Facteur de dépréciation. — Le flux émis par les appareils diminue rapidement à l'usage, d'une part, à cause du noircissement des lampes par usure, d'autre part, à cause du dépôt de poussières sur les lampes et les appareils. Le facteur de dépréciation est égal au quotient du flux émis par la lampe et du flux restant après absorption. Il est compris entre 1,25 et 1,50.

Valeurs de l'éclairement préconisées dans différents locaux (1)

Nature des locaux ou des tâches visuelles	Valeurs minimales (lux)	Valeurs recommandées (lux)
Locaux communs à toutes catégories :		
Vestibules, dégagements, ascenseurs	50	70
Escaliers	100	150
Vestiaires, toilettes, lavabos	50	100
Salles de réception. Bureaux de renseignements	150	500
Habitations :		
Salle de séjour	70	200
Lecture intermittente	150	—
Lecture prolongée	300	500
Couture intermittente	200	500
Travail d'écolier à la maison	300	500
Établissements d'enseignement :		
Salles de classe, salles de cours et laboratoires	200	500
Dessin industriel. Couture	500	700
Dessin d'art	300	500
Tableaux noirs (ou colorés)	300	500
Locaux administratifs :		
Comptabilité, dactylographie, machines à calculer, fiches et comptoirs de caissiers	300	600
Bureaux individuels et travaux de bureau autres que ceux ci-dessus	200	—
Salles de dessin :		
éclairage général	150	—
tables	500	1 000
Archives :		
magasinage	100	—
lecture de documents	150	—
Halls du public	150	500
Établissements publics :		
Édifices religieux :		
autels, sanctuaires, chœurs	100	—
nefs	70	—
Bibliothèques :		
rayonnages (éclairement vertical)	100	200
tables de lecture	300	500
Musées et galeries :		
éclairage général intérieur	100	—
vitrines (éclairage particulier)	500	—
sur les tableaux	100	200
Hôpitaux et cliniques :		
Chambres de malades :		
éclairage général	50	—
éclairage de nuit	10	—
sur le lit (examen, lecture)	200	—
Salles d'opération :		
champ opératoire (éclairage spécial)	3 000	
Laboratoires	300	500
Hôtellerie :		
Cuisines	100	200
Chambres :		
éclairage général	100	200
chevets de lit, miroirs, tables	200	500
Salles à manger. Salles de restaurant et de café	100	300
Magasins de vente (grandes villes) :		
Éclairage général	300	500
Sur les comptoirs	500	700
Présentations spéciales intérieures	1 000	—
Vitrines sur rues très actives	2 000	5 000
Vitrines sur rues peu passantes	500	1 000
Magasins de vente (petites localités) :		
Éclairage général	200	300
Sur les comptoirs	300	500
Vitrines	500	1 000

(1) Dans ce tableau, les locaux industriels ont été volontairement omis, car les très nombreuses branches de ce secteur d'activité, l'extrême variété des structures et des travaux qui s'y accomplissent conduisent à une liste considérable qui sortirait du cadre de cet ouvrage. Cependant le lecteur pourra toujours consulter le code A. F. E. déjà mentionné.

APPLICATIONS ÉLECTRODOMESTIQUES DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

CHAPITRE PREMIER

VUE D'ENSEMBLE DES APPAREILS ÉLECTRODOMESTIQUES

Un appareil électrodomestique est un appareil qui permet de transformer l'énergie électrique et de communiquer une énergie mécanique, calorifique ou lumineuse à un système lié à la maison ou à la famille.

Une définition aussi générale s'applique à tous les appareils utilisés pour l'entretien de la vie familiale dans la maison : ceux qui servent à créer l'ambiance tels que les appareils d'éclairage, de chauffage, de conditionnement, de sonorisation ; ceux qui aident ou qui remplacent l'effort musculaire de l'individu tels que les appareils à moteurs ; ceux qui aident ou remplacent la présence humaine comme la machine à programmer ; ceux enfin qui accélèrent le déroulement de certains processus, vaporisation, séchage, bronzage, etc. Des classifications plus détaillées de ces appareils électrodomestiques peuvent être réalisées à partir de divers critères ; nous en proposons deux d'inégale importance :

— la classification d'origine technique ;
— la classification par usage.

1. CLASSIFICATION D'ORIGINE TECHNIQUE

Vus sous l'angle technique, les appareils électrodomestiques peuvent être groupés en quatre familles distinctes ou associées qui sont :

— la famille des appareils à moteurs ;
— la famille des appareils thermiques ;
— la famille des appareils à moteurs et thermiques ;
— la famille des appareils électroniques.

La première famille fait appel aux quatre sortes de moteurs bien connus (V. t. 1, Électrotechnique) :

— le moteur universel, employé lorsque de grandes vitesses de rotation ou un important couple de démarrage sont désirés comme dans les mélangeurs, les broyeurs, les perceuses ;
— le moteur asynchrone ;
— le moteur synchrone, très intéressant lorsqu'une vitesse de rotation précise est nécessaire, ce qui est le cas dans les mouvements d'horlogerie en particulier ;
— le vibreur, utile lorsqu'un mouvement alternatif et une faible puissance sont les buts visés (rasoirs électriques, pompe à eau d'aquarium, sonnerie d'appartement, etc.).

Dans les appareils de *la deuxième famille*, une émission de chaleur produite par effet Joule (V. t. 1, Électricité, chap. 2) est réalisée en des points bien précis des matériels. Les conducteurs chauffants peuvent être, suivant les cas, nus (grille-pain, radiateurs paraboliques, etc.), enrobés (résistances blindées) ou enrobés et noyés dans le métal (semelles de fer à repasser, casseroles électriques, etc.).

La troisième famille des appareils électrodomestiques combine, à égalité d'influence pour l'accomplissement du service attendu, l'intervention de l'énergie mécanique et l'intervention de l'énergie calorifique (lave-vaisselle, par exemple).

La quatrième famille, très indépendante des précédentes regroupe l'ensemble des appareils reproducteurs d'images ou de sons ou utilisés en télécommande (V. t. 2, Électroacoustique et Automatismes).

Entre la deuxième et la quatrième famille, la cuisinière à induction et le four à micro-ondes établissent un pont : le but est thermique et les moyens sont électroniques.

2. CLASSIFICATION PAR USAGE

Vue sous l'angle des usages, la classification des appareils électrodomestiques comporte de nombreuses rubriques dont la liste exacte peut être modifiée tous les jours tant les industriels font preuve d'ingéniosité et de dynamisme. À titre de simplification, nous proposons la classification générale suivante :

— appareils d'éclairage ;
— appareils de nettoyage général ;
— appareils de conservation des aliments ;
— appareils de cuisson des aliments ;
— appareils d'entretien du linge ;
— appareils de chauffage de l'eau ;
— appareils de chauffage des locaux ;
— appareils de reproduction des sons ;
— appareils d'hygiène, confort, beauté ;
— appareils de bricolage.

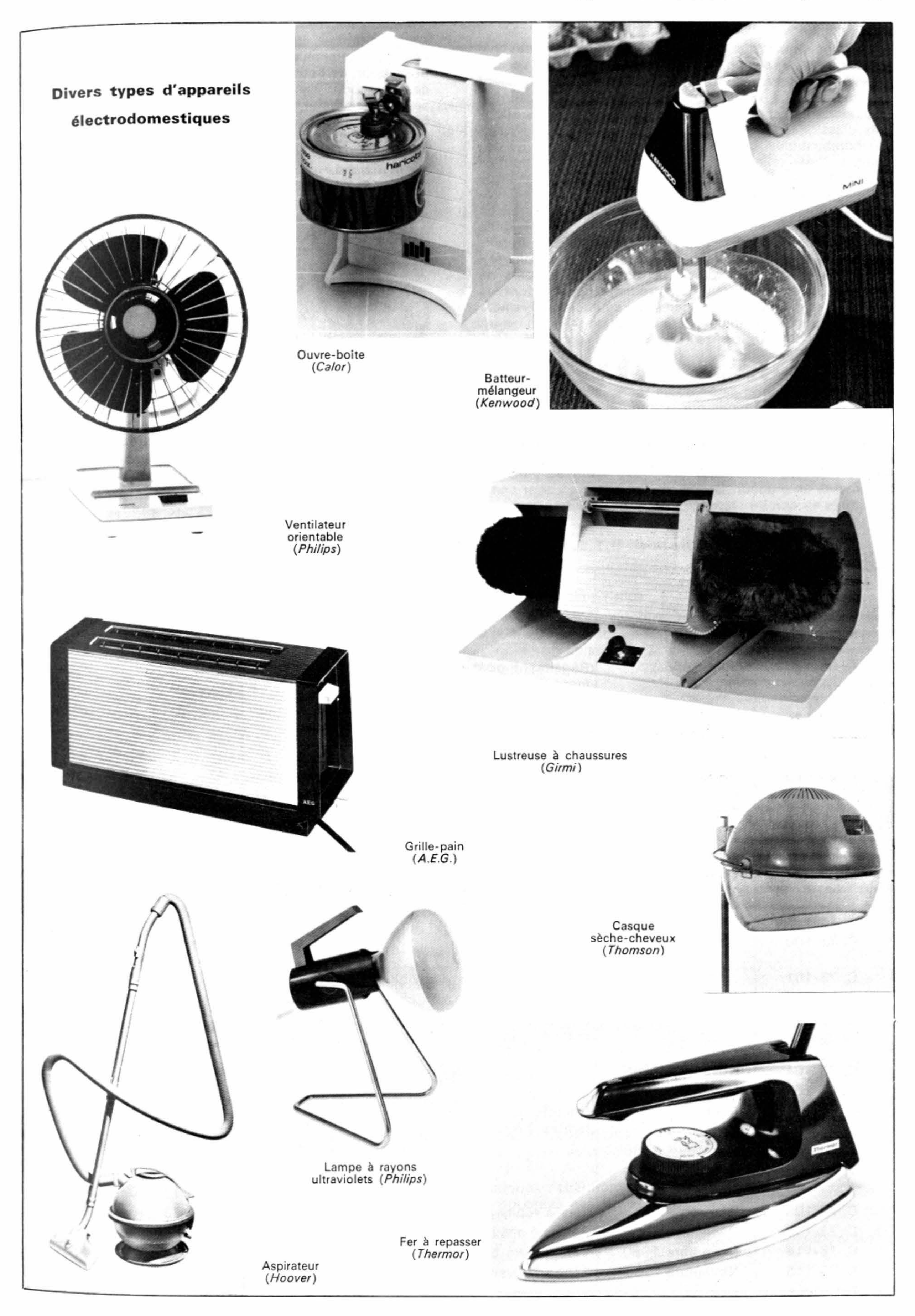
Le tableau ci-après situe l'appartenance des principaux appareils électrodomestiques à l'une ou l'autre des familles définies précédemment.

Appareils classés par usage	Appareils à moteur	Appareils thermiques	Appareils à moteur et chauffants
Éclairage		×	
Nettoyage général			
Aspirateur	×		
Aspirateur laveur	×		
Brosse à vêtements, à chaussures	×		
Cireuse	×		
Coupe-gazon	×		
Lave-vaisselle			×
Lave-vitres	×		
Ramasse-miettes	×		
Tondeuse à gazon	×		
Conservation des aliments			
Congélateur	×		
Conservateur	×		
Réfrigérateur	×		
Préparation des aliments			
Batteur	×		
Broyeur	×		
Centrifugeuse	×		
Couteau	×		
Éplucheuse à légumes	×		
Hachoir	×		
Machine à trancher	×		
Mélangeur	×		
Moulin à café	×		
Ouvre-boîtes	×		
Pilon	×		
Presse-fruits	×		
Sorbetière	×		
Cuisson des aliments			
Bain-marie		×	
Bouilloire		×	
Cafetière		×	
Casserole électrique		×	
Chauffe-biberons		×	
Chauffe-plats		×	
Cuisinière classique		×	
Cuisinière à induction		×	
Four		×	
Four à micro-ondes		×	
Friteuse		×	
Gaufrier		×	
Grille-pain		×	
Grille-viande		×	
Marmite à pression		×	
Poêle thermostatique		×	
Réchaud		×	
Rôtissoire		×	
Table de travail		×	
Thermoplongeur		×	
Chauffage des locaux			
Panneau rayonnant		×	
Plafond rayonnant		×	
Plancher chauffant		×	
Plinthe chauffante		×	
Pompe à chaleur			×
Radiateur à accumulation		×	
Radiateur à infrarouge		×	
Radiateur lumineux		×	
Radiateur obscur		×	
Vitres chauffantes		×	
Confort, hygiène, beauté			
Aérateur	×		
Allume-cigares		×	
Allume-feu		×	
Brosse à dents électrique	×		
Chancelière		×	
Chauffe-lit		×	
Climatiseur			×
Coussin chauffant		×	
Couverture chauffante		×	
Fer à friser		×	
Humidificateur	×		
Lampes à bronzer		×	
Lampes à infrarouge		×	
Peigne électrique	×		
Rasoir électrique	×		
Rouleaux chauffants		×	
Sèche-cheveux			×
Thermoplasme		×	
Tondeuse	×		
Ventilateur extracteur	×		
Vibromasseur	×		
Entretien du linge			
Armoire séchante		×	
Essoreuse	×		
Fer à repasser		×	
Machine à coudre	×		
Machine à laver			×
Machine à repasser			×
Presse-plis de pantalons		×	
Sèche-serviettes		×	
Séchoir rotatif			×
Chauffage de l'eau			
Chauffe-eau à accumulation		×	
Chauffe-eau instantané		×	
Robinet électrique (autre appellation de chauffe-eau instantané)		×	

Bricolage

Établir une liste sous cette rubrique correspondrait à réaliser un travail toujours incomplet, puisque le bricolage couvre déjà un vaste domaine et que les machines et outils utilisés sont souvent une image des machines et outils en service auprès de nombreux professionnels. Il faut toutefois souligner qu'ici encore le moteur reste une base solide des matériels de bricolage et que les éléments chauffants interviennent de plus en plus dans les fils coupeurs, les fers à souder, les séchoirs, les thermoplongeurs, etc.

Installation électrique nécessaire. — La liste impressionnante des appareils électrodomestiques, les services rendus par ces appareils, les besoins exprimés par les utilisateurs et l'efficacité des industriels concernés ont décidé les professionnels de l'installation électrique, les architectes et les distributeurs d'énergie à concevoir, en commun, certaines chartes d'installation électrique pour équiper des locaux d'habitation et permettre une utilisation commode et sûre de tous ces appareils. On trouvera par ailleurs les principales caractéristiques du cahier des charges proposé aux constructeurs d'immeubles français par l'association Promotelec (V. t. 2, Transport et distribution de l'énergie électrique, chap. 8).



Ouvre-boîte (*Calor*)

Batteur-mélangeur (*Kenwood*)

Ventilateur orientable (*Philips*)

Lustreuse à chaussures (*Girmi*)

Grille-pain (*A.E.G.*)

Casque sèche-cheveux (*Thomson*)

Lampe à rayons ultraviolets (*Philips*)

Fer à repasser (*Thermor*)

Aspirateur (*Hoover*)

3. LA MARQUE DE QUALITÉ NF-ÉLECTRICITÉ

La conception des appareils électrodomestiques n'a pas toujours eu comme origine un bureau d'études spécialement orienté vers les problèmes électriques ; fréquemment même, l'appareil électrodomestique est une adaptation à l'électricité réalisée dans l'usine de fabrication des appareils classiques utilisant la force musculaire ou l'énergie des combustibles. La diversité d'origine et de qualité découlant d'une telle remarque a incité la Société pour le développement de l'électricité à créer, en 1923, la marque de qualité NF-U.S.E.-APEL (c'est la *Société pour le développement des applications de l'électricité* qui avait créé, en 1923, la marque de qualité ; cette société a été désignée jusqu'en octobre 1954 par l'abréviation APEL ; depuis cette date, c'est l'abréviation SODEL qu'il faut employer). Cette marque distinctive doit permettre aux usagers de reconnaître les appareils électrodomestiques dont la qualité a été vérifiée car l'appareil qui en est régulièrement revêtu remplit l'ensemble des conditions prescrites dans les règlements de l'Union technique de l'électricité (ex-U.S.E.).

Le fabricant, qui désire recevoir l'autorisation d'apposer l'estampille sur un appareil de sa fabrication, adresse une demande dans les formes prévues par le statut général de la marque de qualité (publication de l'U.T.E. : C 00-100 et C 00-120). Les échantillons qui accompagnent cette demande sont transmis au laboratoire central des industries électriques qui réalise les essais énoncés dans les règlements en vigueur. Les résultats des essais sont communiqués au comité technique de la marque qui en prend connaissance, examine les échantillons et vérifient qu'ils sont conformes aux règlements de l'Union technique de l'électricité. Par ailleurs, le fabricant est tenu de justifier de la possession de l'outillage et des moyens de vérification nécessaires pour assurer l'identité des produits fabriqués en série et des échantillons sur lesquels les essais ont été effectués. D'autre part, il est procédé au contrôle permanent de l'usage qui est fait de la marque de qualité par prélèvement d'appareils qui en sont revêtus chez les fabricants ou sur le marché.

En résumé : Facilité de contrôle, amélioration de la qualité et de la sécurité, tels sont les résultats que permet d'atteindre la marque de qualité NF-Électricité, dont l'estampille ci-contre est le monogramme pour les appareils électrodomestiques (fig. I-1).



Fig. I-1

L'importance des travaux, réalisés sous l'égide de l'Union technique de l'électricité dans le domaine du maintien de la qualité des appareils électrodomestiques, se juge en particulier à la liste des publications, règles de sécurité ou règles d'essais qui normalisent les seuils auxquels doivent satisfaire les matériels admis à la marque NF-Électricité ; ces publications et ces règles sont constamment mises à jour pour tenir compte des éléments nouveaux apportés par l'industrie.

Normes U.T.E. relatives aux appareils électrodomestiques

N° de norme	Date	Titre	Observations
C. 00-100	Avril 1952	Statut général de la marque de qualité U.S.E.	
C. 00-120	Juin 1956	Règlement pour l'attribution et le fonctionnement de la marque de qualité NF-U.S.E.-APEL aux appareils électrodomestiques	
C. 00-121		Liste NF — Appareils électrodomestiques	
C. 04-730	5 juillet 1968	Étiquetage des machines à laver le linge	Voir C. 73-170 C. 73-171
C. 20-010	Mai 1967	Degrés de protection procurés par les enveloppes (additif 1 — Octobre 1969)	
C. 20-030	Octobre 1969	Protection contre les chocs électriques	
C. 20-040	Février 1968	Lignes de fuites et distances d'isolement	
C. 20-050	1er octobre 1953	Règles d'échauffement du matériel électrique	
C. 26-220	Février 1960	Résistance aux courants de cheminement par la méthode des gouttes conductrices	Intervient indirectement en cas d'isolant douteux, essais effectués au service des isolants
C. 73-100	Novembre 1960	Règles générales	Concerne les normes jusqu'à C. 73-147 inclus
C. 73-101	Janvier 1950	Foyers de cuisson amovibles	
C. 73-102	Novembre 1960	Foyers de cuisson à fil chauffant nu	Voir C. 73-210
C. 73-103	Janvier 1957	Foyers de cuisson domestique à fil chauffant enrobé (additif 3 — Novembre 1960 et additif 4 — Juin 1965)	Voir C. 73-210
C. 73-104	Novembre 1960	Réchauds de cuisine et cuisinières	Voir C. 73-210
C. 73-105	Novembre 1960	Fours de cuisine	Voir C. 73-215
C. 73-106	Avril 1961	Chauffe-eau à accumulation (additif 6 — Septembre 1965)	Limite application 1er avril 1971 Voir C. 73-220 C. 73-221 C. 73-222 C. 73-200
C. 73-109	Décembre 1961	Fers à repasser	Voir C. 73-240
C. 73-110	Décembre 1961	Poêles à accumulation (additif 1 — Avril 1969)	
C. 73-114	Novembre 1960	Ventilateurs brasseurs d'air	
C. 73-115	Novembre 1960	Sèche-cheveux à main	

Normes U.T.E. relatives aux appareils électrodomestiques

N° de norme	Date	Titre	Observations
C. 73-116	Janvier 1950	Vibromasseurs (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-117	Avril 1961	Chauffe-eau à chauffage accéléré	Limite d'application : 1er avril 1971 Voir NF C. 73-220 C. 73-221 C. 73-200
C. 73-119	Janvier 1950	Réchauds et cuisinières domestiques (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-120	Novembre 1960	Appareils d'ondulation indéfrisable ou permanente type sans fil	
C. 73-121	Novembre 1960	Thermoplongeurs	
C. 73-122	Novembre 1960	Fers à souder à résistance	
C. 73-123	Janvier 1950	Thermoplasmes et tapis chauffants portatifs (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-124	Janvier 1950	Grille-pain de table (additif 1 — Novembre 1960 et rectificatif — Septembre 1969)	Voir C. 73-215
C. 73-125	Janvier 1950	Chaufferettes individuelles (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-126	Novembre 1960	Chauffe-lit à accumulation	
C. 73-129	Janvier 1950	Dessiccateurs ménagers (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-130	Novembre 1960	Sèche-cheveux dits séchoirs de mise en plis	
C. 73-131	Novembre 1960	Chauffe-fer à friser	
C. 73-133	Novembre 1960	Cireuses	
C. 73-135	Novembre 1960	Allume-gaz à vibreur	
C. 73-136	Novembre 1960	Allumoirs à frottoir	
C. 73-138	Janvier 1957	Allume-cigares (additif 1 — Novembre 1960)	
C. 73-139	Janvier 1957	Chauffe-eau instantané (additif 2 — Novembre 1960)	Voir 73-200
C. 73-140	Janvier 1957	Thermostats électriques (additif 2 — Novembre 1960 et additif 3 — Décembre 1968)	
C. 73-142	Novembre 1960	Lave-mains électrique	
C. 73-145	Novembre 1960	Moulins à café	
C. 74-146	Juin 1959	Ventilateurs aérateurs	
C. 73-147	Août 1966	Couvertures chauffantes	
C. 73-150	Février 1967	Appareils électrodomestiques à moteur — Règles générales de sécurité (additif 1 — Novembre 1968)	
73S-150-001	Novembre 1969	Interprétation C. 73-150 § 8.5 et 8.6	
73S-150-002	Novembre 1969	Interprétation C.73-150 § 24.3 et 7.12	
C. 73-160	Janvier 1968	Aspirateurs de poussière — Aspirateurs laveurs — Règles de sécurité	
C. 73-161	Janvier 1968	Aspirateurs de poussière — Aspirateurs laveurs — Règles d'aptitude à la fonction	
C. 73-170	Juillet 1969	Machines à laver le linge — Règles de sécurité	Voir C. 04-730
C. 73-170	Janvier 1968	Machines à laver le linge — Machines à essorer le linge — Règles d'aptitude à la fonction	Voir C. 04-730
C. 73-172	Juillet 1969	Essoreuses centrifuges — Règles de sécurité	
U.T.E. 73-175	Octobre 1968	Prescriptions provisoires — Machines à laver la vaisselle — Règles de sécurité	
U.T.E. 73-176	Octobre 1968	Prescriptions provisoires — Machines à laver la vaisselle — Règles d'aptitude à la fonction	
C. 73-190	Août 1967	Rasoirs, tondeuses et appareils analogues — Règles de sécurité	
C. 73-200	Février 1966	Appareils électrodomestiques chauffants — Règles de sécurité (additif 1 — Juin 1968 et rectificatif — Juillet 1969)	
C. 73-210	Janvier 1969	Appareils électrodomestiques chauffants — Cuisinières, réchauds et appareils analogues — Règles de sécurité	
C. 73-220	Juin 1970	Appareils électrodomestiques chauffants Chauffe-eau fixes non instantanés — Règles de sécurité	En vigueur, en remplacement C.73-106 et C.73-117

Normes U.T.E. relatives aux appareils électrodomestiques

N° de norme	Date	Titre	Observations
C. 73-221	Juin 1970	Appareils électrodomestiques chauffants Chauffe-eau fixes non instantanés — Règles d'aptitude à la fonction	En vigueur, en remplacement C. 73-106 et C. 73-117
C. 73-222	Juin 1970	Appareils électrodomestiques chauffants — Chauffe-eau muraux fixes non instantanés — Cotes d'interchangeabilité	En vigueur, en remplacement C. 73-106 et C. 73-117
C. 73-230	Juillet 1969	Appareils électrodomestiques chauffants Appareils de chauffage des liquides — Règles de sécurité	
C. 73-240	Août 1967	Appareils électrodomestiques chauffants — Fers, machines et presses à repasser — Règles de sécurité	Voir C. 73-109
C. 73-250	Juillet 1969	Appareils électrodomestiques chauffants — Appareils de chauffage des locaux et appareils analogues	
C. 73-270	Juillet 1969	Appareils électrodomestiques chauffants — Appareils de séchage du linge — Règles de sécurité	
C. 73-301	Novembre 1963	Groupe de sécurité hydraulique pour chauffe-eau électrique — Règles	
C. 73-311	Avril 1969	Coupe-circuit thermiques de sécurité	
C. 73-411	Octobre 1959	Réfrigérateurs ménagers — Règles de sécurité de l'équipement électrique (additif 2 — Juillet 1961)	
D. 31-001	Août 1954	Terminologie des cuisinières à usage domestique fonctionnant aux combustibles solides, au gaz ou à l'électricité	
D. 33-401	Février 1950	Cuisinières combinées gaz-électricité	
D. 38-001	Juillet 1965	Réfrigérateurs ménagers — Vocabulaire	
D. 38-005	Février 1961	Réfrigérateurs ménagers — Détermination des volumes	
D. 38-006	Février 1961	Détermination de la surface utile de rangement	
D. 38-301	Avril 1966	Réfrigérateurs ménagers à compression — Caractéristiques	
D. 38-302	Avril 1966	Réfrigérateurs ménagers à absorption — Caractéristiques	
D. 38-304	Septembre 1965	Réfrigérateurs ménagers, compartiments d'entreposage et de conservation des denrées congelées — Caractéristiques — Essais	
D. 38-501	Juillet 1965	Réfrigérateurs ménagers — Technique des essais	
C. 75-100	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Règles générales	
C. 75-101	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Perceuses autres que du type à percussion	
C. 75-102	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Visseuses	
C. 75-103	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Meuleuses, ponceuses du type à disque et lustreuses	
C. 75-104	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Ponceuses autres que du type à disque	
C. 75-106	Mars 1968	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Marteaux	
C. 75-107	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Pistolets	
C. 75-108	Novembre 1966	Outils portatifs à main, à moteur électrique — Perceuses à percussion	

Remarque : Les appareils de la classe II sont ceux dont les parties métalliques, s'il en existe, n'ont pas à être mises à la terre parce qu'elles sont séparées des parties sous tension par une double isolation ou une isolation renforcée. Ces appareils sont équipés d'un fil de raccordement avec fiche sans alvéole de terre (du type mince) dite fiche surmoulée ; elle peut s'adapter indifféremment aux socles de prise de courant sans broche de terre ou avec broche. Ces appareils peuvent être utilisés sans précautions particulières. Entrent dans cette catégorie les rasoirs électriques, un certain nombre d'outils portatifs, des appareils d'éclairage, etc. Les appareils de la classe II (sauf les rasoirs électriques) se reconnaissent par le symbole spécial : un petit carré à l'intérieur d'un carré plus grand.

CHAPITRE II

QUELQUES APPAREILS ÉLECTRODOMESTIQUES

APPAREILS UTILISÉS POUR LA CUISSON DES ALIMENTS

Réfléchissant sur la base des traditions culinaires, les constructeurs de matériels ont proposé à leurs clients différentes « images » des foyers d'antan, « images » infléchies par les impératifs des temps présents : précision, rapidité, prix de revient. L'une de ces images et sans doute la plus appréciée est « la cuisine électrique » sans feu. Déjà majeure dans les pays anglo-saxons et en Allemagne, la cuisine à l'électricité est en voie de fort développement en France.

1. LA CUISINIÈRE ÉLECTRIQUE

La cuisinière électrique classique est constituée d'un bâti qui supporte les foyers de cuisson et le four. Les foyers de cuisson et les éléments chauffants utilisés dans les fours se composent de résistances boudinées judicieusement choisies, entourées d'un isolant et placées dans un support métallique.

La cuisinière à induction utilise l'effet d'induction des courants alternatifs (V. t. 2, Électrothermie, chap. 4). Le primaire du circuit est généralement accordé sur une fréquence de 50 à 30 000 Hz ; le secondaire peut être fixe s'il est constitué par la plaque de cuisson, ou mobile s'il s'agit du métal qui forme les récipients culinaires.

1.1. Les foyers classiques

1.1.1. Classification. — Les foyers permettent les cuissons dans les casseroles, les poêles, les cocottes et les bassines à friture. Ils sont fabriqués en trois tailles normalisées de 145 mm, 180 mm, 220 mm de diamètre, ce qui donne les petits, moyens et grands foyers. Ils peuvent être classés en foyers obscurs et foyers à feu vif.

Dans les *foyers obscurs* actuels, les résistances et leur isolant sont protégés par une calotte de fonte spéciale dont la masse est réduite au minimum, ce qui justifie la qualification « d'allégé ». La surface extérieure du foyer est parfaitement plane, dressée mécaniquement avec soin pour offrir une bonne surface de contact.

Dans les *foyers tubulaires* dits *à feu vif*, la résistance et son isolant sont inclus dans un tube métallique inoxydable. Notons qu'il existe des foyers avec deux résistances, logées dans un tube cintré et spiralé. En fonctionnement normal, ces foyers restent sombres, ils ne rougissent que lorsque le récipient culinaire absorbe mal la chaleur produite. La connexion, c'est-à-dire la liaison du circuit chauffant au circuit d'alimentation électrique, est en général du type « fixe », bien dissimulée à côté ou sous le foyer et protégée contre tous débordements. Quel que soit le foyer employé, l'inertie est faible et les rapidités d'échauffement sont en rapport avec les puissances utilisées. Les possibilités des foyers de cuisson sont définies par la puissance maximale qui peut être mise en jeu et par les puissances plus faibles obtenues par différents réglages. La puissance maximale d'un foyer est établie pour permettre un échauffement rapide ; elle est d'environ 1 000 à 1 500 W pour les foyers de 145 mm de diamètre, de 1 500 à 2 500 W pour ceux de 180 mm et de 1 800 à 2 600 W pour ceux de 220 mm. La puissance délivrée peut être réglée grâce à l'utilisation de circuits distincts susceptibles d'être mis en service de manières différentes à l'aide d'un commutateur ou d'un régulateur automatique. Il est important de bien connaître et différencier les dispositifs de commande et de réglage car ce sont eux qui confèrent aux appareils électriques la souplesse et la sécurité, voire l'automatisme partiel ou total des cuissons.

1.1.2. Commande et régulation des foyers. — *Le commutateur* est un dispositif de réglage simple et robuste. Il est destiné à substituer une portion de circuit à une autre ou encore à modifier successivement les connexions d'un ou de plusieurs circuits (mise en série ou mise en parallèle de résistances chauffantes). Rarement à trois allures (c'est-à-dire à quatre positions, arrêt compris) et très souvent à quatre ou six allures, les commutateurs récents offrent des gammes de puissance très variées et procurent aux usagers une plus grande souplesse d'emploi pour un minimum d'interventions manuelles (fig. II-1). Certains dispositifs permettent d'automatiser une phase du travail. Ce sont, d'une part, les régulateurs d'énergie et, d'autre part, les dispositifs de protection automatique des foyers très puissants.

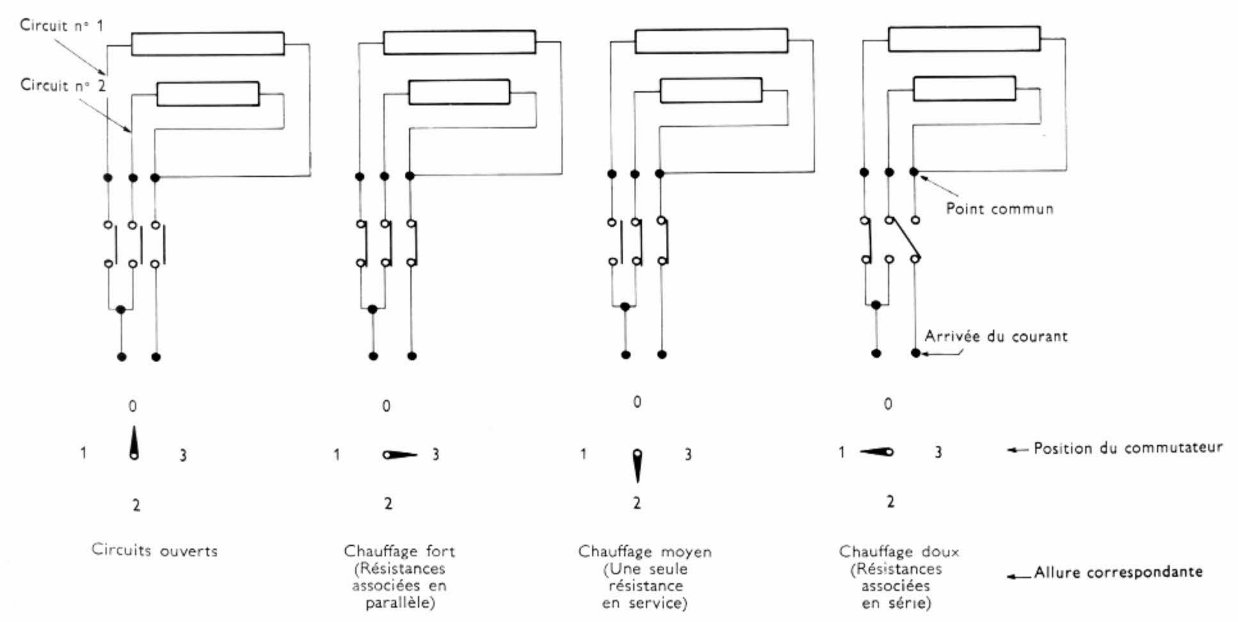


Fig. II-1 — Réglage traditionnel de la puissance des éléments chauffants (*É.D.F.*)

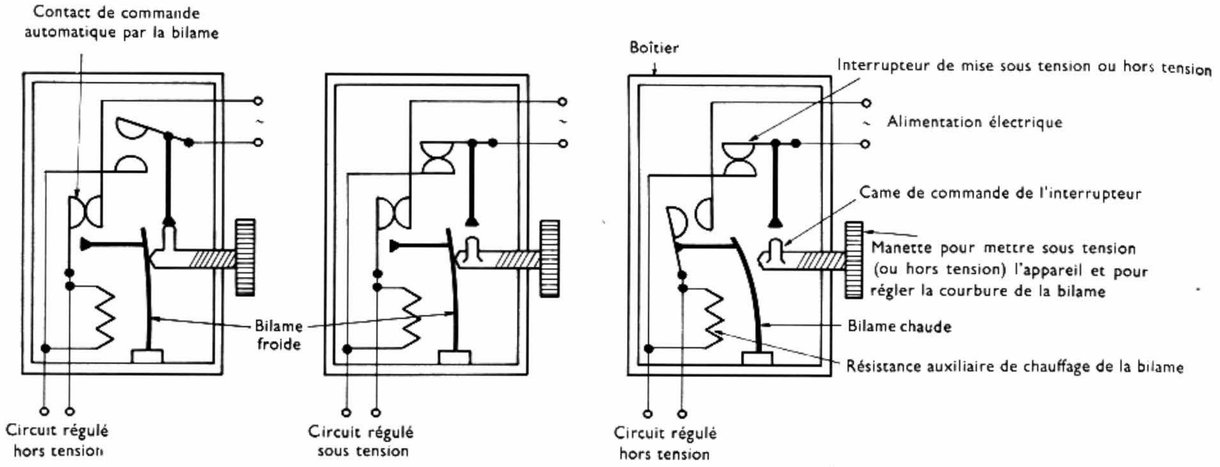


Fig. II-2 — Principe de réalisation du régulateur d'énergie (*É.D.F.*)

Les régulateurs automatiques d'énergie ne sont pas utilisés de la même façon que les commutateurs : ils permettent une mise sous tension pendant un temps plus ou moins long d'un circuit déterminé. Ils sont appelés, de façon imagée, « des doseurs d'énergie ». Pendant la période de chauffage, les foyers fournissent leur puissance maximale et les mises sous tension et hors tension successives permettent d'obtenir la puissance moyenne désirée. Plus l'allure de chauffage doit être faible, plus la durée hors tension est longue.

Les régulateurs d'énergie sont composés à la fois d'une bilame chauffée par une petite résistance auxiliaire et d'un dispositif mécanique réglable qui conditionne la courbure à partir de laquelle la bilame réagit à la chaleur de la résistance auxiliaire ; cela permet d'augmenter ou de diminuer les durées de fonctionnement et les temps d'arrêt successifs. Les régulateurs permettent d'obtenir des allures très variées et ils sont particulièrement appréciés pour leurs possibilités d'allures très douces (fig. II-2).

Les dispositifs de protection automatique des foyers à forte puissance répondent à la nécessité de protéger des foyers de fonte allégés très puissants contre les dangers d'une température excessive due à la négligence de l'usager. Le dispositif de protection ressemble beaucoup au système précédent puisqu'il est constitué d'une résistance auxiliaire et d'une bilame qui ouvre et ferme un circuit électrique ; il est employé, non comme élément de régulation, mais comme élément de protection automatique et cela uniquement pour l'allure maximale du foyer (les puissances correspondant aux autres allures restant fixes).

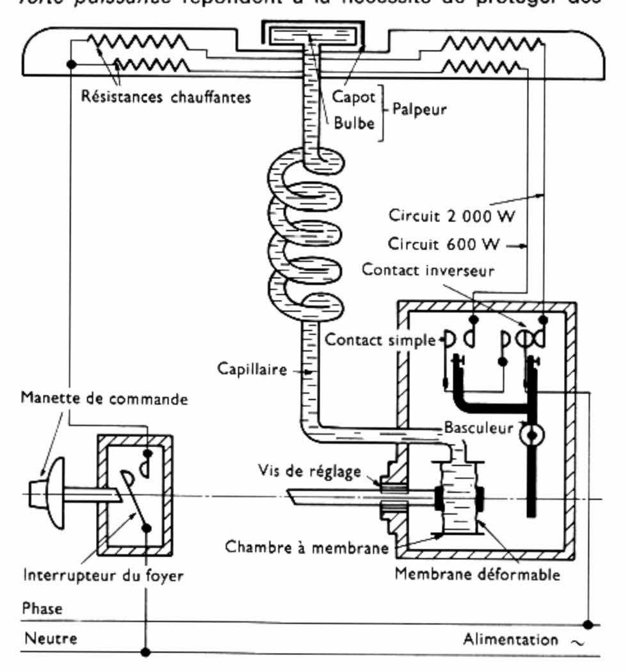


Fig. II-3 — Schéma de principe d'un foyer à réglage thermostatique dit « à palpeur ». L'élévation de température du palpeur provoque la dilatation du liquide et la déformation de la chambre à membrane. Dès que cette déformation dépasse une limite déterminée (fonction de la position de la vis de réglage et donc de la manette de commande), le basculeur est repoussé et le contact inverseur permet l'ouverture du circuit de grande puissance. Un contact simple est alors utilisé pour une régulation par tout ou rien à l'aide d'un circuit de faible puissance (*É.D.F.*)

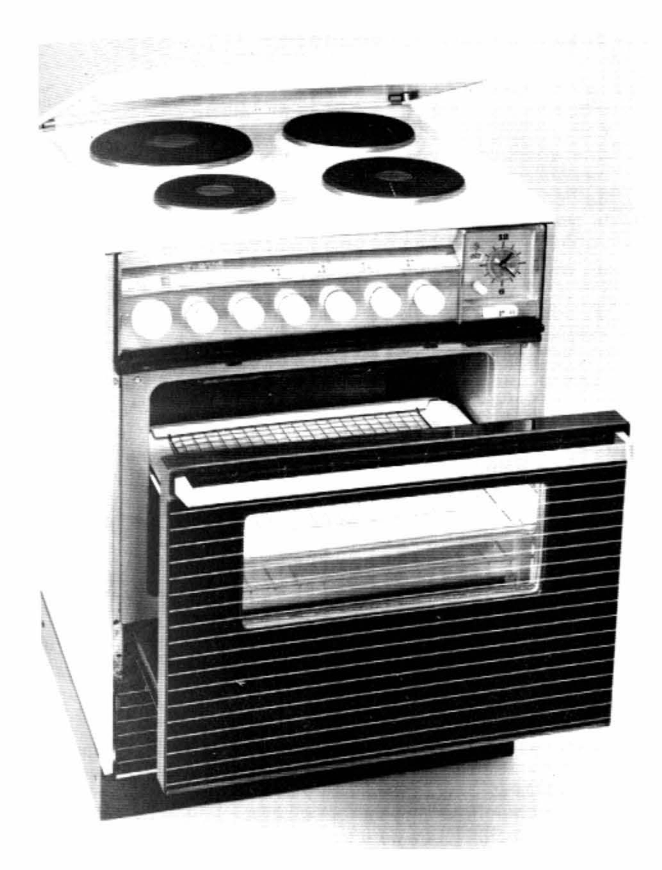
Autre dispositif de réglage des foyers, *le régulateur thermostatique à palpeur* permet de contrôler et de maintenir la température désirée et de régler ainsi l'automatisme de certaines cuissons. Ce régulateur thermostatique (fig. II-3) équipe de nombreux foyers. Le palpeur est la partie sensible du thermostat (placée au centre du foyer de cuisson sur un ressort) ; la température du récipient culinaire est détectée au moyen de ce capteur et, selon sa valeur, un régulateur ouvre ou ferme l'un des deux circuits du foyer. La mise en température s'opère toujours avec le circuit de forte puissance ; le maintien de la température requise est réalisé au moyen du circuit de plus faible puissance. Les foyers thermostatiques sont commandés par un bouton comportant douze repères ; il permet d'obtenir, en réglage continu, toutes les températures allant de 50 °C, pour le maintien au chaud, à 220 °C, pour les fritures. Par une seule intervention en début de cuisson, le réglage thermostatique permet d'ajuster avec précision la température et la quantité d'énergie utiles à la cuisson ; les interventions ultérieures nécessaires au réglage d'entretien sont supprimées. Signalons que la condition nécessaire à l'efficacité de ces foyers est l'emploi de récipients culinaires à fond plat assurant un contact parfait avec le palpeur et le foyer.

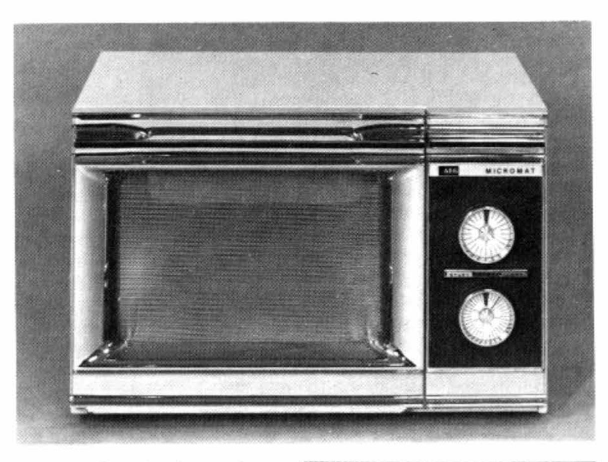
Le régulateur thermostatique à palpeur peut être associé à un *chronorupteur* appelé abusivement *programmateur*. Cet organe, commandé par une horloge, permet de différer le démarrage et l'arrêt des cuissons hors présence de l'usager. Les cuissons bien réglées s'opèrent parfaitement et sans surveillance.

Les foyers électriques actuels sont légers et puissants donc rapides. Tous les dispositifs de réglage dont ils sont équipés réduisent la surveillance culinaire (à des degrés divers). Quel que soit le type de réglage du foyer, la maîtrise de celui-ci est facile à obtenir.

1.2. Les fours électriques. — Le four est une enceinte close et calorifugée (un moufle en terme de métier) comportant des corps de chauffe lumineux ou obscurs permettant de cuire, rôtir, glacer.

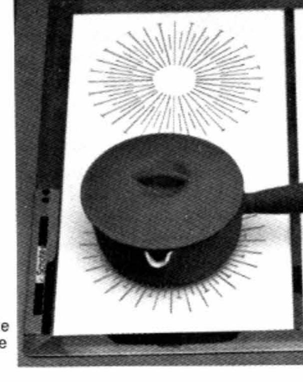
Les parois intérieures assemblées constituent le moufle qui est en tôle émaillée ou en acier inoxydable. Les parois latérales comportent des dispositifs permettant la mise en place des accessoires du four : gril, plaque à pâtisserie, lèche-frites. La sixième paroi du four est mobile, c'est la porte. Comme les autres parois, elle est calorifugée ; elle peut être double, c'est-à-dire être constituée d'une porte ordinaire et d'une porte intérieure en verre, ou dotée d'un





Four à micro-ondes (*A.E.G.-Telefunken*)

Cuisinière électrique équipée d'un chronorupteur (*Siemens*)



Plaque chauffante en vitrocéramique (*Scholtès*)

large hublot, ou à doubles parois en verre, afin qu'il soit possible de voir facilement les aliments en train de cuire au four. Une lampe complète utilement une porte à hublot. Les volumes utiles les plus courants sont compris entre 40 et 60 dm³.

1.2.1. Description des éléments chauffants. — Le four est doté de deux groupes d'éléments chauffants, le plus souvent du type protégé, blindé, à savoir (fig. II-4) :

— *L'élément de sole* de 1 200 à 2 000 watts de puissance, situé à la partie inférieure. Il assure le chauffage normal du four et est employé pour cuire les aliments en profondeur. Cet élément est sous la dépendance du thermostat du four.

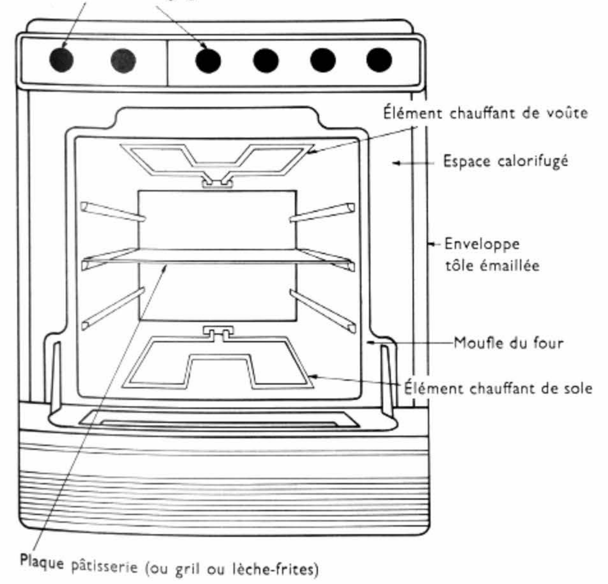


Fig. II-4 — Vue schématique d'un four électrique (*É.D.F.*)

— *Les éléments de voûte*, destinés soit à dorer les préparations, soit au contraire à griller et gratiner rapidement. Ils se répartissent généralement en deux circuits distincts :

- *le circuit périphérique*, de faible puissance, 500 à 1 000 watts, chauffe tout en restant obscur ; il fonctionne avec la sole et se trouve sous la dépendance du thermostat pour les cuissons longues ;
- *le circuit central*, souvent appelé *gril*, est un élément blindé de petite surface mais de puissance élevée : 1 500 à 2 400 watts. Selon la température de fonctionnement de cet élément, sa coloration est d'un rouge plus ou moins vif, le rayonnement obtenu varie de même que les résultats culinaires. Cet élément de gril peut être associé à l'élément de sole pour accroître la rapidité de mise en température du four et réduire le temps de préchauffage mais il n'est jamais employé pour les cuissons en profondeur. La puissance totale du four peut alors être comprise entre 2 500 et 4 000 watts.

1.2.2. Commande et régulation des fours électriques. — La plupart des fours actuels comportent un dispositif de commande et un dispositif de réglage de la température.

Le dispositif de commande est un *commutateur* (du même type que celui des foyers) qui est à la fois l'organe de mise sous tension et le sélecteur du chauffage désiré. Il permet de mettre en fonctionnement soit l'élément de sole seul, soit les deux éléments en parallèle (ce qui permet d'obtenir une mise en température très rapide), soit la sole et le circuit périphérique de voûte (ce qui donne une allure douce pour l'entretien de la chaleur).

Le *thermostat* permet un réglage automatique de la température du four à la valeur choisie dans un intervalle compris entre 70 et 250 °C ; il n'agit que sur certains éléments chauffants comme cela a été mentionné plus haut (sole seule et sole plus circuit périphérique de voûte). Souvent, une lampe-témoin rend visibles les mises sous et hors tension résultant de l'action du thermostat. Sur certains fours, les boutons de commande du commutateur et du thermostat sont réunis en une seule commande, ce qui permet, par une seule manœuvre, de faire chauffer le four pour n'importe quelle cuisson.

Un *interrupteur* permet de mettre sous tension le moteur entraînant la broche et de cuire au tournebroche, sous la voûte rougie, rôtis et volailles.

Afin de réduire la surveillance des cuissons, de nombreux fours sont dotés de dispositifs de commande horaire qui constituent des éléments appréciables d'automatisme : ce sont, soit des minuteries, soit des chronorupteurs. La *minuterie* est utilisée pour contrôler la durée d'une opération (de 1 à 120 mm) et pour en assurer l'arrêt. Le *chronorupteur* ou *programmateur* (comme pour les foyers de cuisson) peut évidemment commander le four à thermostat. Il assure encore la même fonction : contrôler la durée d'une cuisson préalablement réglée et provoquer en différé le commencement et l'arrêt.

1.2.3. Les fours autonettoyants. — L'automatisme étend son domaine au nettoyage des fours. Selon le procédé retenu : catalyse ou pyrolyse, l'efficacité du nettoyage est partielle ou totale.

1° *Le four autonettoyant par catalyse*, présenté en France en 1970, opère l'oxydation des projections de graisses aux températures usuelles de cuisson (200-300 °C) grâce à l'emploi d'un catalyseur contenu dans l'émail des parois. Les projections de graisses plus importantes requièrent un temps de nettoyage complémentaire d'une heure environ. Cet autonettoyage, limité aux seules graisses, est intéressant parce qu'il supprime les fumées résultant de ces projections ; mais il impose un travail manuel soigné visant à éliminer les salissures dues à des projections ou débordements d'autres aliments (lait, œufs, sucres, etc.) et à nettoyer les surfaces non revêtues de l'émail spécial, à savoir : le hublot ou la face interne de la porte, la lentille d'éclairage, les crémaillères, etc.

2° *Le four autonettoyant par pyrolyse* (présenté en France en 1969) opère la décomposition chimique de toutes les salissures, leur calcination et donc le nettoyage intégral du four, à une température élevée de 500 °C environ, et cela en dehors des cuissons d'aliments. Cette opération dure 60 à 90 minutes. Le four, spécialement conçu, est revêtu intérieurement d'un émail lisse résistant à une température de plus de 600 °C, antibasique, inattaquable aux produits acides. Le four, doté d'un élément chauffant complémentaire, est très soigneusement calorifugé ; il est, de plus, équipé de dispositifs de sécurité verrouillant la porte du four pendant le temps où la température intérieure est supérieure à 300 degrés Celsius. Sous le contrôle obligatoire du « programmateur », le procédé pyrolytique permet d'obtenir automatiquement un nettoyage intégral du four.

En *conclusion*, les foyers et les fours électriques offrent aux maîtresses de maison des conditions de travail culinaire remarquables : propreté, rapidité, précision, sécurité et automatisme. Que les foyers et les fours constituent des cuisinières ou des éléments séparés : tables de cuisson à 2, 3 ou 4 foyers, ou four indépendant, ils sont toujours un facteur de simplification et d'allégement des préoccupations culinaires.

La marque de qualité (« NF-Électricité » pour la France, « V.D.E. » pour l'Allemagne, « A.S.E. » pour la Suisse, « I.M.Q. » pour l'Italie) garantit toujours à l'acheteur un usage particulièrement sûr des circuits électriques.

2. LE FOUR ÉLECTRONIQUE

Cet appareil, directement produit par la technique électronique, est le seul outil électrodomestique de cuisson des aliments qui ne puisse être considéré comme une image du foyer de nos aïeux ; deux transformations de l'énergie constituent son axe de travail : la transformation de l'énergie électrique en énergie électromagnétique, puis la transformation de cette dernière en énergie calorifique au sein même du corps absorbant qui est en l'occurrence un aliment. Il s'agit d'un chauffage par pertes diélectriques (V. t. 2, Électrothermie, chap. 4 § 5), l'aliment étant le diélectrique à chauffer ; la fréquence des ondes électromagnétiques utilisées est de 2 400 MHz et la puissance haute fréquence varie entre 0,6 kilowatt et 3 kilowatts.

Avec tous les systèmes classiques de cuisson des aliments, les températures croissent de l'extérieur vers l'intérieur des aliments ; au cours de sa période de travail, le four électronique provoque un échelonnement inverse : les températures superficielles sont les plus basses et l'air ambiant reste à sa température initiale. La faculté de concentration permise par les ondes électromagnétiques centimétriques communique au matériel de cuisson sa principale qualité : la rapidité. Pour des températures comprises entre — 30 °C et + 100 °C, le temps de montée en température pour des aliments courants est trente à quarante fois inférieur à celui qui est nécessaire avec les moyens classiques, mettant en œuvre conduction et convection (toutes choses égales, par ailleurs).

Pratiquement, le four électronique ne concurrence pas le four électrique classique ; ses qualités sont exceptionnelles dans le domaine du réchauffage des plats cuisinés ou dans toutes préparations ou finitions requérant des températures inférieures à 100 °C.

On a cherché à associer congélateur et four électronique afin de séparer totalement dans le temps les deux fonctions de préparation et de consommation des plats cuisinés. L'expérience, effectuée chez plusieurs restaurateurs, a été concluante et a ouvert la voie à certaines tendances qui continueront à se développer dans les familles : tendance à concentrer, durant une courte période de la semaine, toute la préparation de plats cuisinés, tendance à congeler ces plats, puis à choisir son menu deux ou trois minutes seulement avant de se mettre à table, c'est-à-dire juste le temps qu'il faut pour amener les aliments de — 20 °C à la température de consommation. On voit tout l'intérêt que peut présenter le four électronique si « l'organisation scientifique » des activités du foyer est recherchée au plus haut degré.

La technologie du four électronique n'est pas simple, comparée à celle des appareils électrodomestiques classiques. Cet appareil nécessite l'utilisation d'une haute tension, du même ordre de grandeur que celle qui intervient dans les appareils récepteurs de télévision, et, de plus, il doit être équipé de multiples sécurités interdisant, en particulier, toute possibilité d'émissions rayonnantes si la porte d'accès au volume intérieur est ouverte. Le lecteur pourra se reporter au chapitre concernant la production et le guidage des ondes centimétriques pour analyser la nature des liens qui unissent les composants électroniques (V. t. 1, Électronique, chap. 21, § 3.3).

LE LAVE-VAISSELLE

Le lave-vaisselle (ou son image première) est plus que centenaire mais ce n'est qu'au début de l'année 1950, aux États-Unis d'Amérique et dix ans plus tard en Europe, que la production en série de cet appareil a commencé. Pendant vingt ans, le lave-vaisselle a connu diverses transformations. L'efficacité de lavage a été améliorée grâce aux progrès parallèles de la chimie des produits détergents et de l'automatisme. Hier, appareil d'avant-garde et de prix élevé, il est devenu aujourd'hui un appareil commun et accessible par son prix.

Son apparition tardive sur le marché s'explique par des obstacles psychologiques et par un manque d'information sur la qualité des appareils.

Pour rassurer les acheteurs et leur permettre d'identifier les bons appareils, un agrément de qualité, symbolisé par un label, a été créé par l'Union technique de l'électricité. Cet agrément particulier est attribué à la suite d'essais en laboratoire portant sur deux points essentiels : la sécurité de fonctionnement et l'aptitude à l'emploi des appareils. Les règles de sécurité ont pour but de donner toutes garanties de bon fonctionnement pour le matériel et de sécurité pour l'utilisateur. Les règles d'aptitude à l'emploi permettent de vérifier que le lave-vaisselle réalise le lavage de la charge nominale, exprimée en nombre de couverts par le constructeur, et cela dans des conditions d'efficacité satisfaisantes.

3. DESCRIPTION EXTÉRIEURE DU LAVE-VAISSELLE

Le lave-vaisselle comporte :

— *une carrosserie* constituée d'une enveloppe extérieure en tôle d'acier peinte, émaillée ou plastifiée et d'une porte à ouverture frontale ou par le dessus. Dans le cas d'un chargement frontal, le dessus est très souvent en stratifié plastique et peut servir de plan de travail ;

— *une cuve* en acier inoxydable, en acier émaillé ou plastifié ou en matière plastique ;

— *des paniers* en fil métallique plastifié, disposés dans la cuve ; ils reçoivent la vaisselle. Ils roulent sur des rails ou pivotent sur eux-mêmes dans les machines à chargement frontal. Ils se superposent ou s'éclipsent partiellement dans le cas d'un chargement par le dessus ;

— *un tableau* de commande comportant un clavier de touches, le bouton du programmateur et les voyants de signalisation.

4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU LAVE-VAISSELLE

Pour obtenir une bonne efficacité de lavage, il faut conjuguer trois facteurs : l'action mécanique, l'action thermique et l'action chimique. L'enchaînement et la coordination de l'ensemble des opérations sont orchestrés par un dispositif électrique, appelé *programmateur*, qui permet d'obtenir un automatisme intégral.

L'action mécanique est obtenue par la projection d'eau sur la vaisselle ; un angle d'incidence optimal assure une bonne efficacité de lavage. L'admission de l'eau dans la cuve est commandée par une électrovanne, elle-même placée sous la dépendance d'un système de régulation de niveau d'eau (pressostat, vanne à débit constant ou flotteur). La projection de l'eau sur la vaisselle est réalisée suivant deux systèmes :

— un *système à agitateur* constitué par une hélice appelée aussi *batteur* ou *pulsateur*, placée au fond de la cuve. L'hélice, actionnée par un moteur, tourne dans l'eau et imprime à celle-ci un fort courant tourbillonnaire qui frappe de bas en haut et nettoie la vaisselle. Selon les fabricants, la forme, l'orientation et le dessus des pales sont différents ;

— un *système comportant une pompe à moteur électrique* (d'une puissance de 400 à 500 watts) ; il s'emploie de plus en plus en Europe. La pompe, placée sous la cuve, met l'eau sous pression après l'avoir aspirée dans le volume prévu pour recueillir l'eau ruisselant de la vaisselle. La répartition de l'eau sous pression se fait soit par l'intermédiaire de rampes fixes ou tournantes, soit, plus couramment, au moyen d'un ou plusieurs bras rotatifs montés sur un même axe. Certaines machines comportent des paniers tournants qui traversent les trajectoires de jets d'eau fixes ou mobiles. Il est possible de régler la puissance des jets, en fonction de la nature de la vaisselle, en modifiant les orifices de sortie de ces jets.

Une épuration de l'eau est prévue dans tous les cas pour permettre un bon effet de lavage. L'eau est filtrée avant sa projection sur la vaisselle et avant son évacuation de la machine. Le filtre métallique ou en matière plastique, placé au fond de la cuve, comprend deux parties : l'une d'elles constituée de mailles fines retient les plus petits déchets, insolubles dans l'eau, tels que les débris de végétaux, afin qu'ils ne gênent pas le mouvement de la pompe de cyclage et pour éviter qu'ils se déposent sur la vaisselle ; l'autre partie du filtre, à larges mailles, interdit le passage des gros déchets oubliés et qui risquent de bloquer la pompe de vidange au moment de l'évacuation de l'eau.

Dans certaines machines, le filtre est remplacé par un broyeur couplé à la pompe de vidange mais celui-ci n'est pas apte à éliminer les déchets tels que os, croûtes de fromage, etc. Pour toutes les machines, il est donc nécessaire de prendre des précautions et de débarrasser la vaisselle des plus gros déchets avant sa mise en place sur les aires de lavage. L'évacuation de l'eau vers l'égout est obtenue au moyen d'une électropompe de faible puissance (voisine de 100 watts).

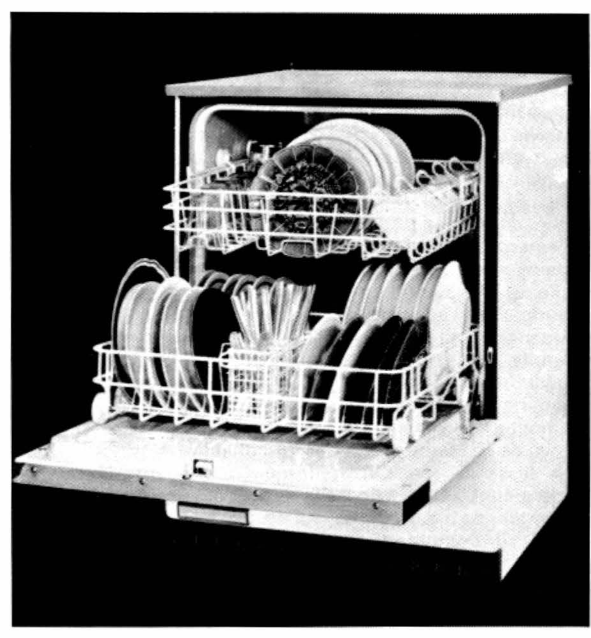


Fig. II-5 — Lave-vaisselle (*Philips*)

L'adoucissement de l'eau. — L'eau utilisée présente différentes caractéristiques, en particulier sa dureté (c'est-à-dire sa teneur en sels de calcium et de magnésium) est variable suivant les différentes régions de France. La dureté de l'eau s'exprime par sa teneur en carbonate de calcium ($CaCO_3$). L'unité internationale de dureté est le milliéquivalent correspondant à 50 mg par litre de carbonate de calcium. L'unité encore utilisée en France est l'ancien degré hydrotimétrique français qui vaut 0,2 milliéquivalent.

Pour le lavage de la vaisselle :

— une eau douce correspond à 1 milliéquivalent, soit 5 degrés français ;

— une eau moyennement dure correspond à 3 milliéquivalents, soit 15 degrés français ;

— une eau dure correspond à 6 milliéquivalents, soit 30 degrés français.

La teneur totale en sels est d'autant plus élevée que l'eau est plus dure. Après lavage avec une eau dure et séchage, un dépôt blanchâtre est incrusté dans la vaisselle et il s'élimine très difficilement. De plus, il se produit un dépôt de calcaire sur les résistances de chauffage ; les échanges calorifiques se trouvent réduits et cela entraîne une augmentation de la consommation d'énergie électrique. Afin de rendre possible l'utilisation des eaux dures qui sont les plus répandues en France, il faut procéder à l'adoucissement de ces dernières et plusieurs procédés sont utilisés par les constructeurs. Un traitement de l'eau par des agents chimiques peut être mis en œuvre pour transformer en sels sodiques, solubles dans l'eau, les sels de calcium et de magnésium ; ce procédé est peu utilisé cependant. Il est plus rationnel et plus efficace d'éliminer les sels de calcium et de magnésium avant l'introduction de l'eau dans la machine en incorporant au lave-vaisselle un adoucisseur du type « échangeur d'ions ». Cet adoucisseur est constitué d'une masse filtrante en résine synthétique porteuse d'ions sodium ; au passage de l'eau à traiter, il y a échange des ions sodium contre d'autres ions, en l'occurrence, des ions calcium et des ions magnésium. À la sortie de l'appareil, l'eau contient des sels sodiques solubles et non incrustants. Le rendement de l'adoucisseur varie avec la quantité de résine contenue dans le filtre, avec sa capacité d'échange, avec le volume et la dureté de l'eau traitée. Il faut régénérer la masse filtrante en apportant des ions sodium ; cela est réalisé en la mettant en contact avec une solution concentrée d'un sel de sodium (chlorure de sodium ou sel de cuisine) : elle fixe alors le sodium et libère le calcium. Il est préférable d'utiliser un sel purifié pour ne pas encrasser inutilement les résines. La régénération est auto-

matique. Suivant le type du lave-vaisselle, la recharge du bac à sel est faite, soit à chaque cycle de lavage, soit tous les vingt ou quarante lavages selon le degré de dureté de l'eau.

L'action thermique est importante dans les lave-vaisselle : la projection de l'eau sur la vaisselle doit s'effectuer à une température bien déterminée, suivant la phase du cycle de lavage et en fonction de la nature de la vaisselle. Si l'efficacité du lavage, l'hygiène et la bonne conservation des décors de la vaisselle dépendent essentiellement de cette température, au contraire, la tenue de certains matériaux dépend des variations de la température de l'eau. L'alimentation du lave-vaisselle à partir de l'eau chaude, qui est couramment réalisée aux États-Unis d'Amérique, présente de multiples inconvénients. Par exemple, l'eau introduite dans la cuve à une température supérieure à 45 °C produit la coagulation des matières albuminoïdes et rend difficile leur élimination. En revanche, l'alimentation à partir de l'eau froide permet un contrôle précis de la température et un chauffage progressif du bain lessiviel (ce qui renforce l'action du détergent). Évidemment, cela nécessite un système de chauffage électrique de l'eau d'une puissance comprise entre 2 et 4 kW ; il comprend souvent des résistances blindées, placées au fond de la cuve et immergées durant le chauffage de l'eau. Ces résistances peuvent d'ailleurs être partiellement utilisées pour obtenir de l'air chaud au cours de l'opération de séchage. Un thermostat permet le contrôle et le maintien de l'eau à une température déterminée ; un thermostat de sécurité complète l'équipement et a pour rôle essentiel de remédier à toute défaillance de l'autre thermostat.

L'action chimique est obtenue par l'emploi de détergents dissous dans l'eau pour le lavage et d'agent mouillant pour le dernier rinçage. La mise au point d'un produit détergent approprié au lavage en machine a longtemps freiné le développement du lave-vaisselle.

Les salissures de natures très diverses qui doivent être éliminées peuvent être classées en trois catégories : les lipides (graisses), les glucides (sucres, farines, etc.) et les protides (viandes, lait, œufs, légumes, etc.). Certaines salissures sont solubles dans l'eau et ne posent pas de problème d'enlèvement ; d'autres sont insolubles et leur évacuation est la cause de sérieuses difficultés. L'action du détergent a pour buts essentiels :

— de permettre à l'eau de pénétrer dans les salissures plus facilement, de les ramollir et, si elles sont collées, de les détacher ;

— de diviser la souillure en petites particules maintenues en suspension dans le bain de lavage ;

— d'éviter le dépôt de restes de salissures sur les objets nettoyés.

Les détergents sont composés essentiellement de phosphates et de silicates de soude, de corps chlorés et d'un agent mouillant. Le produit détergent utilisé sous forme pulvérulente est introduit avant chaque cycle de lavage dans un godet doseur dont l'ouverture est commandée, au moment de la phase de lavage, par un système électromagnétique ou thermique. La quantité de produit nécessaire n'excède jamais 2 à 3 grammes par litre d'eau. Une quantité supérieure conduit à un mauvais lavage et peut provoquer un débordement par suite de formation excessive de mousse et une accélération de corrosion de la vaisselle.

Le produit utilisé au cours de la dernière opération de rinçage a pour but d'accroître le pouvoir mouillant de l'eau (il provoque un abaissement de la tension superficielle de celle-ci). De ce fait, l'eau est plus fluide et elle peut s'étaler plus vite et uniformément en formant un film brillant ; le séchage est alors activé car la formation de gouttelettes d'eau, qui sèchent lentement en laissant des traces blanchâtres (même lorsque l'eau est douce), est ainsi évitée. Le produit de rinçage comprend essentiellement un agent mouillant et de l'alcool. Il se présente sous forme liquide et il peut être soit neutre soit acide. La deuxième formule permet de compenser l'alcalinité du bain lors du dernier rinçage. Le produit de rinçage peut être placé à l'avance dans un récipient de stockage. Grâce à un électrodoseur, une quantité fixe est automatiquement introduite dans la cuve au cours du dernier rinçage. Cette quantité est soit prédéterminée par le fabricant, soit réglable. Il convient de ne pas dépasser la dose maximale de 0,3 cm^3 par litre d'eau.

Fonctionnement d'un lave-vaisselle. — Les lave-vaisselle sont tous automatiques, à l'exception de quelques modèles de capacité inférieure à six couverts. Un programmateur permet d'assurer l'enchaînement et la coordination de l'ensemble des opérations constituant un programme de lavage. Il bénéficie de la technique mise au point pour la machine à laver le linge. Un choix de programmes peut être sélectionné au moyen des boutons du programmateur, de touches ou de cartes perforées, tels que : cycle de lavage intensif à température élevée, entre 60 et 70 °C pour la vaisselle très sale ou la batterie de cuisine ; cycle normal à 50 °C pour la verrerie ou la vaisselle peu sale ; prélavage pour la vaisselle en attente ; cycle chauffe-assiettes.

Les différentes phases d'un cycle de lavage normal sont généralement les suivantes : prélavage en eau froide ou tiède avec ou sans détergent ; lavage après une montée en température progressive de la solution lessivielle (entre 50 et 70 °C) avec éjection automatique du détergent ; rinçages (deux ou trois), le dernier est réalisé à une température comprise entre 60 et 70 °C avec éjection automatique du produit de rinçage ; séchage qui peut être effectué suivant des techniques différentes, telles que : ventilation naturelle, ventilation forcée d'air réchauffé au moyen des résistances, circulation d'eau froide sur les parois de la cuve entraînant une condensation, production de vapeur.

Classification des lave-vaisselle. — Différentes classifications peuvent être envisagées suivant : la capacité nominale, le mode d'installation et le mode de chargement.

Capacité nominale. — Elle varie de 6 à 14 couverts. Le couvert type comprend 11 pièces de vaisselle : 3 assiettes (plate, à soupe et à dessert), 1 tasse et sa soucoupe, 1 verre et 5 couverts (couteau, fourchette, cuillère à soupe, à dessert et à café). Il est préférable de choisir une capacité plutôt supérieure au nombre de couverts couramment utilisés, d'autant plus que le lavage de la vaisselle peut se faire une seule fois dans la journée pour deux ou trois repas.

Mode d'installation. — Le plus souvent, les machines sont fixées à demeure ou encastrées dans un bloc de cuisine. Elles sont connectées en permanence aux alimentations en eau et en électricité. Il existe aussi des machines amovibles généralement montées sur roulettes qui ne sont pas connectées en permanence aux alimentations en eau et en électricité et des machines murales ou à poser sur un plan de travail ou une table roulante.

Mode de chargement. — Il faut distinguer : les machines à chargement frontal (porte sur la face avant) et les machines à chargement par le haut (porte sur le dessus).

Les avantages du lave-vaisselle sont :

— la suppression d'une tâche fastidieuse, répétitive, toujours imposée au moment inopportun ;

— le gain de temps que l'on peut estimer à une heure par jour ;

— l'amortissement rapide en un ou deux ans suivant le type de lave-vaisselle ;

— la cuisine nette avant et après la vaisselle : la machine dissimule la vaisselle sale et sert de rangement pour la vaisselle propre ;

— la réduction de la « casse » de la vaisselle. Le lave-vaisselle réduit les manipulations et par conséquent les risques de casse ;

— l'hygiène renforcée en utilisant une température plus élevée qu'en lavage manuel ;

— la suppression du linge de cuisine grâce au séchage dans le lave-vaisselle.

Fiabilité du lave-vaisselle. — Le lave-vaisselle jouit d'une bonne fiabilité, car il est l'héritier d'une expérience qui ne fut pas toujours facile à acquérir mais qui est aujourd'hui bien établie. Les matériaux et techniques mis en œuvre sont ceux qu'utilisent les machines à laver le linge, et les fabricants de celles-ci construisent généralement aussi des lave-vaisselle.

LES MACHINES À LAVER LE LINGE — LE SÈCHE-LINGE

LES MACHINES À LAVER LE LINGE

Les machines à laver le linge sont actuellement les machines domestiques les plus élaborées; celles qui réalisent les premières l'automatisation totale d'un travail complexe. Elles sont le point de convergence de quatre techniques qui évoluent :

— Les techniques du textile qui ajoutent des fibres industrielles aux fibres naturelles; l'ensemble de ces fibres peut subir des traitements spéciaux dans le but de leur donner des propriétés particulières (infroissabilité, repassage permanent, imperméabilisation, textiles infeutrables).

— Les techniques des industries chimiques qui proposent des poudres à laver polyvalentes contenant les éléments indispensables au lavage et des produits spéciaux destinés à rendre au linge une tenue, un aspect, une souplesse, une douceur proche de l'état neuf.

— Les techniques d'utilisation de l'énergie qui offrent à l'usager un choix entre énergie électrique et gaz.

— Les techniques mécaniques et électriques, maîtres d'œuvre de machines qui ont mis au point un matériel tout à fait apte à la fonction du blanchissage domestique, programmé, sûr et fiable.

5. DIFFÉRENTES MACHINES À LAVER LE LINGE

Une machine à laver et à essorer est un appareil qui permet de réaliser le cycle complet des opérations mécaniques et chimiques de lavage et d'essorage du linge. L'énergie mécanique est d'origine électrique, l'énergie calorifique est d'origine électrique ou produite par la combustion d'un gaz. Il est possible de classer les machines à laver *d'après leur mode de fonctionnement.*

Les **machines à agitateur** dans lesquelles le linge est recouvert en permanence par l'eau de lavage et où l'action mécanique est produite par un dispositif qui pivote autour d'un axe vertical dans un sens puis dans le sens opposé (d'où son nom: agitateur alternatif; fig. II-6). Ce mouvement produit l'agitation du linge dans le bain de lessive ou dans l'eau du rinçage. La plupart des agitateurs sont en forme de palettes. Ces types de machines sont très répandus aux États-Unis d'Amérique et en Grande-Bretagne.

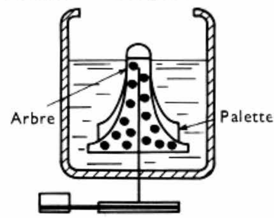


Fig. II-6

Machine à agitateur alternatif : schéma de principe

Les **machines à pulsateur** dans lesquelles le linge est recouvert en permanence par l'eau de lavage et où l'action mécanique est produite par un agitateur tournant autour de son axe suivant un mouvement continu (la fréquence de rotation est égale à 300 ou 400 tr/mn). Cet agitateur rotatif, pourvu de renflements, provoque un mouvement turbulent de l'eau.

Les **machines à tambour** dans lesquelles le linge, partiellement recouvert par l'eau de lavage, est placé dans un tambour horizontal ou incliné. L'action mécanique est produite par la rotation lente du tambour autour de son axe suivant un mouvement alterné ou continu. Ces machines sont les plus répandues en France ; elles représentent plus de 97 % des fabrications française, allemande et italienne.

Il est aussi possible de classer les machines à laver *suivant leur degré d'automaticité* en tenant compte des interventions qu'elles nécessitent pour la commande des différentes opérations. Dans ce cas, trois catégories peuvent être distinguées :

— les machines à commande manuelle;

— les machines à commande semi-automatique (la surveillance de la température du bain n'est pas nécessaire) ;

— les machines à commande automatique, les plus courantes.

6. LA MACHINE À LAVER À TAMBOUR

6.1. Parties mécaniques. — La machine est montée sur un châssis de grande rigidité, qui supporte tous les organes et la carrosserie. Celle-ci est constituée de panneaux de tôle d'acier, traités pour résister normalement aux chocs et à la corrosion. Les tôles sont laquées ou recouvertes d'émail vitrifié. L'encombrement d'une machine varie avec sa capacité et il est lié aussi au mode d'accès au tambour. Dans les *machines à ouverture frontale*, l'axe du tambour est perpendiculaire au plan de la face avant ; ces machines sont larges et peu profondes (45-50 cm). Les *machines à ouverture par le dessus* disposent d'un tambour dont l'axe est parallèle à la face avant ; elles sont plus étroites que les précédentes, mais leur profondeur est plus grande. Le nombre de machines ayant une largeur inférieure à 50 cm est de plus en plus grand ; elles sont souvent dites « compactes ». Elles sont bien adaptées aux surfaces limitées des cuisines.

Le corps proprement dit de la machine ou « bloc-laveur » est composé d'un tambour, d'une cuve, d'un corps de chauffe et d'un moteur.

— La *cuve* est le plus souvent cylindrique. Elle doit être insensible à la corrosion et résistante au calcaire. Elle est faite en fonte d'aluminium, en alliage d'aluminium, le plus souvent en tôle d'acier émaillé ou en acier inoxydable.

— Le *tambour* est une pièce cylindrique, mobile, perforée, munie de pales intérieures ; il assure le brassage du linge au cours de sa rotation. Il tourne sur un axe horizontal, quelquefois oblique, entraînant le linge dans son mouvement ascendant ; celui-ci retombe ensuite dans le bain de lessive qui entre dans le tambour par des perforations. Ses dimensions, et en particulier son diamètre, conditionnent la hauteur de chute du linge et, par là, l'efficacité du lavage. Il est le plus souvent en alliage inoxydable. La fréquence de rotation du tambour est généralement de 50 à 60 tr/mn au cours de l'opération de lavage ; le sens de la rotation est inversé périodiquement. Dans de nombreuses machines il est prévu deux cadences d'inversion, ce qui permet une adaptation aux exigences des textiles. L'essorage est obtenu en faisant tourner le tambour rapidement : la fréquence de rotation atteint 300 tr/mn pour les machines simples, 500 et 700 tr/mn pour les machines plus perfectionnées.



Fig. II-7 — Machine à laver automatique à tambour (*Miele*)

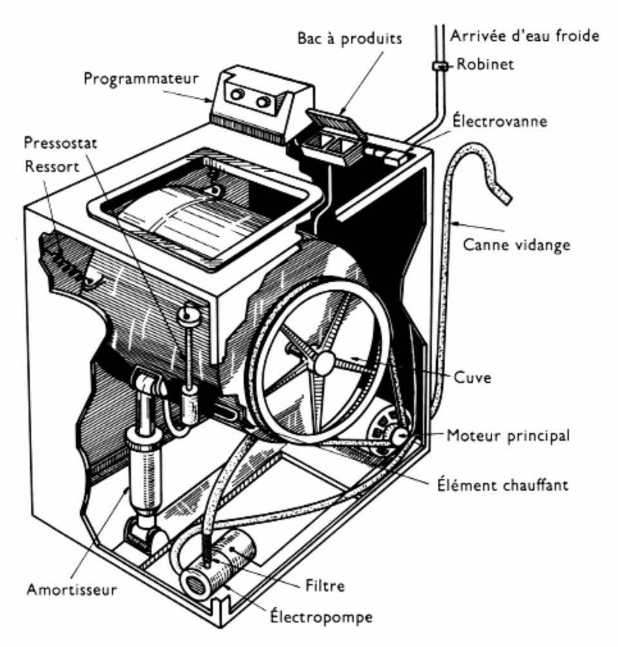


Fig. II-8 — Schéma de l'implantation des principaux organes d'une machine à laver automatique à tambour horizontal (*É.D.F.*)

Les oscillations, engendrées par une mauvaise répartition du linge dans un tambour lancé à grande vitesse, influent sur la stabilité de la machine. Pour amortir les vibrations, différentes solutions sont proposées : mise à niveau par vérins ou pieds réglables ; stabilisation des machines, soit par lestage placé à la base de la machine, soit par suspension élastique des pièces en mouvement (souvent réalisée par quatre ressorts hélicoïdaux et deux amortisseurs ; fig. II-8).

6.2. Organes électriques. — Ils assurent des fonctions multiples : fonctions mécanique, hydraulique, thermique, de commande, de coordination et de sécurité.

Le *moteur* est généralement un moteur à induction monophasée à deux vitesses, qui entraîne le tambour par une courroie trapézoïdale (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 12 et 13).

Le *système hydraulique* permet de recevoir automatiquement l'eau, d'en contrôler l'utilisation puis le transfert à un point d'évacuation. Une électrovanne contrôle l'alimentation en eau sous pression. Un pressostat (capteur sensible à la pression) permet de régler les niveaux d'eau en commandant la fermeture de l'électrovanne. Une électropompe assure l'évacuation de l'eau.

Les *dispositifs de chauffage* permettent de porter l'eau froide d'alimentation à la température de lavage indiquée par le constructeur. Le chauffage d'une machine à laver à programme est le plus souvent assuré par un thermoplongeur électrique placé directement dans la cuve ; son fonctionnement est commandé par un thermostat. Le thermoplongeur est, par ailleurs, asservi à un programmateur dont dépend la mise sous tension du chauffage et parfois aussi la durée de cette intervention ; un limiteur de température élimine les risques de température trop élevée.

Dans le cas de chauffage au gaz, le brûleur est à l'extérieur de la cuve mais les mêmes systèmes de régulation peuvent être employés. L'appareillage de commande est plus complexe : électrovanne pour admission du gaz, dispositif de sécurité d'emploi et automatisation éventuelle de l'allumage de la veilleuse.

Le *programmateur* est un *organe de commande temporisé* qui délivre une à une les instructions de travail et dans un ordre prédéterminé. Il existe de nombreuses variantes de programmateur. La plus simple utilise un arbre à cames entraîné par un moteur électrique *synchrone* (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 11) ou par un système d'horlogerie ; la fermeture de contact à des instants déterminés ordonne, dans le temps, les différentes opérations prévues. La plus complexe utilise une mémoire dans laquelle a été enregistrée une liste d'opérations ; elle est restituée au gré de la combinaison du cycle désiré. Le programmateur peut simplement déclencher et arrêter les opérations successives : prélavage, lavage, rinçage, essorage ou, dans les versions les plus perfectionnées, en contrôler l'effet et ne commander la suivante que lorsque la précédente est correctement réalisée. La manœuvre du programmateur peut se faire à partir d'une commande unique ou elle peut dépendre de plusieurs paramètres sélectionnés par l'opérateur.

Les *organes de sécurité* ont pour but de limiter les conséquences d'un fonctionnement anormal provoqué par l'usager, par la machine ou par le linge. Ils sont nombreux :

— microrupteur de porte qui interrompt l'alimentation électrique à l'ouverture de la porte ;
— freinage du tambour ;
— sécurité empêchant le chauffage si le niveau d'eau n'est pas suffisant ;
— système de verrouillage des commandes par touches pour prévenir les fausses manœuvres ;
— dispositif de protection du moteur contre l'échauffement ;
— système de sécurité double de l'essorage : impossibilité d'essorer si la vidange de l'eau n'est pas terminée ; sécurité en cas de mauvaise répartition du linge dans le tambour ;
— voyant de mise sous tension.

Une machine peut être utilisée pour mille lavages sans grande révision et mille autres après changement de quelques pièces. Il a été constaté que la généralisation de l'automatisme entraîne moins d'erreurs d'utilisation et donc moins de pannes.

Pour un cycle complet de lavage la consommation en électricité est sensiblement comprise entre 1 et 2 kWh.

Machine à laver à tambour
(puissance de chauffage : 3 000 W ; quantité d'eau en lavage : 15 l)

Programme	Consommation
90 °C - 95 °C	2 kWh
60 °C	1,4 kWh
30 °C	0,7 kWh

La marque NF-Électricité. — En raison de la complexité des machines à laver programmées et de la totale satisfaction qu'en attend le public, l'attribution de la marque NF-Électricité prend une grande importance. Les normes d'essais, déjà très précises, sont révisées de temps à autre pour tenir compte des spécifications internationales. Une machine qui a obtenu la marque de qualité satisfait aux conditions générales de sécurité et à celles spécifiques aux machines à laver le linge. Des essais d'aptitude à la fonction ont permis de vérifier l'aptitude au lavage, l'action d'usure du linge, l'efficacité du rinçage et de l'essorage. La capacité nominale de la machine est la masse maximale de *linge en coton sec*, exprimée en kilogrammes, qui peut être traitée en un seul cycle d'opérations. Le pouvoir fonctionnel de la machine à laver est caractérisé par ce nombre.

LE SÈCHE-LINGE

Avant l'apparition des machines à sécher le linge, le séchage était réalisé soit à l'air libre, soit dans de vastes locaux abrités ; il dépendait du temps de séchage et du degré hygrométrique de l'air. Cette opération s'accomplissait plus ou moins facilement mais ne posait pas de problème collectif. La concentration urbaine actuelle, l'exiguïté de l'habitat, les modifications dans les usages et la rotation plus rapide du linge font qu'il n'en est plus de même aujourd'hui pour nombre de nos contemporains. En appartement, il existe encore peu de locaux adaptés à un séchage naturel ; les expositions aux fenêtres et balcons, toujours inesthétiques, sont souvent interdites par les

règlements de copropriété ou les engagements de location. En maison individuelle, il est plus facile de disposer d'un local, mais sa disposition et sa ventilation ne sont pas toujours convenables.

Le séchage concerne tous les objets dits « lavables » (pièces traitées autrefois par les teinturiers) comme : robes, jupes, costumes de tergal, imperméables, gabardines, vestes, anoraks, robes de chambre, rideaux, tapis, etc. Pour la plupart, ils doivent être suspendus pour être séchés. Dans le linge, l'eau est retenue de différentes façons selon la fibre. Les fibres animales et végétales, fibres creuses, retiennent l'eau par imbibition ; le séchage se fait par évaporation. Les fibres synthétiques sont des fibres lisses qui retiennent l'eau principalement en surface ; le séchage se fait surtout par ruissellement et se termine par une période d'évaporation. Actuellement, les fibres synthétiques sont traitées et travaillées en mailles, mousses et tissages lâches se rapprochant des fibres naturelles et elles acquièrent un pouvoir de rétention d'eau proche de celui des fibres naturelles. Par ailleurs, les divers traitements subis autorisent ou interdisent certaines méthodes de séchage.

7. MÉTHODES DE SÉCHAGE

Séchage sans essorage : il concerne tous les tissus à base de fibres synthétiques (nylon, orlon, crylor, etc.) qui ne peuvent supporter ni les torsions, ni l'essorage en machine. Ils sont séchés directement après rinçage ; cela provoque un écoulement d'eau assez important et il faut prévoir un dispositif de récupération de cette eau. Le séchage doit permettre également une remise en forme de l'objet, entraînant ainsi une réduction et même la suppression du repassage. Pratiquement, dans tous les cas, le linge doit donc être étendu pour le séchage.

Séchage naturel : lorsque le linge sèche naturellement dans un local, la rapidité du séchage dépend étroitement de l'efficacité de la ventilation et cette dernière dépend des conditions climatiques, de la situation et de l'exposition du local ; sans ventilation suffisante, le linge « n'en finit pas de sécher ».

Séchage activé : pour améliorer les résultats du séchage naturel, il faut avoir recours à des installations qui accélèrent le séchage du linge. Un *séchoir activé* permet un séchage rapide de quantités importantes de linge sur une surface très réduite (exemple : 14 mètres d'étendage occupent une surface de 0,54 m² au sol). L'air est chauffé par une résistance électrique ou au moyen d'un échangeur utilisant l'eau du chauffage central. L'adjonction d'un ventilateur réduit les temps de séchage dans d'assez grandes proportions.

8. TYPES DE SÉCHOIRS ÉLECTRIQUES UTILISÉS DANS LES HABITATIONS RÉCENTES OU ANCIENNES

8.1. Cellules — Armoires — Placards — Coffres. — Dans un volume d'étendage placé dans un local (armoire, coffre) ou prévu par l'architecte dans l'habitation (placard, cellule) se trouve un dispositif qui permet d'étendre le linge (8 à 15 m d'étendage). Ce sont des barres disposées le plus souvent perpendiculairement à la porte sur un ou plusieurs niveaux. Dans ce volume, se trouvent une résistance de chauffage (1 000 à 3 000 W) et un ventilateur. Un thermostat permet de maintenir dans l'enceinte une température comprise entre 45 °C et 55 °C. Un filtre, placé sur l'entrée d'air, arrête les poussières ; un bac de récupération permet de recueillir les eaux de ruissellement.

L'air, puisé à l'extérieur de l'appareil, passe sur la résistance de chauffage pour être chauffé, puis il circule à travers le linge au contact duquel il se charge d'humidité ; il est ensuite évacué à l'extérieur. Lorsque l'appareil n'est pas raccordé à une gaine ou n'a pas de sortie en façade, l'air humide est évacué dans le local mais celui-ci doit être bien ventilé (risque de condensations importantes sur les parois). Le temps de séchage varie avec la puissance de l'appareil ; il est souvent compris entre cinq et huit heures pour un séchage complet si l'appareil comporte un ventilateur.

Certains séchoirs à recyclage partiel n'éliminent qu'une partie de l'air humide et redistribuent le reste sur le circuit : résistance-linge. Leur temps de séchage peut être plus court. La consommation moyenne est d'environ 1,2 à 1,5 kWh par kilogramme de linge sec.

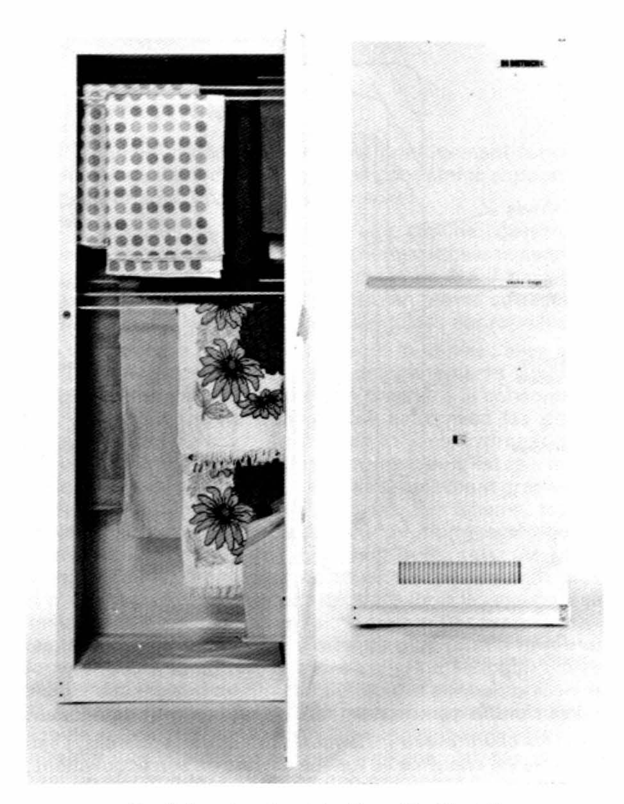


Fig. II-9 — Armoire sèche-linge (*De Dietrich*)

8.2. Séchoirs rotatifs. — Ces séchoirs comportent un tambour à axe horizontal de grand diamètre, très lisse, tournant, dans lequel on met le linge humide ; leur capacité est comprise entre 2 à 5 kg de *linge sec*. Une résistance de chauffage de 1 500 W à 2 500 W, sous le contrôle d'un thermostat, permet d'obtenir une température intérieure de 45 °C à 55 °C. Une minuterie est adjointe à l'équipement, et limite l'opération à la durée désirée. Dans les appareils les plus élaborés, une sonde ou palpeur électrique coupe l'alimentation de la résistance au moment où le degré d'humidité désiré est atteint.

Le linge est brassé lentement dans le tambour traversé par un courant d'air chaud, évacué à l'extérieur après passage dans un filtre. Pour augmenter l'efficacité, l'air peut être partiellement recyclé dans le tambour. La consommation moyenne est de 0,8 à 1 kWh par kilogramme de linge sec. En fin de cycle, le ventilateur seul fonctionne pour refroidir le linge, le gonfler et éviter ainsi les cassures des fibres.

Il existe des machines à laver et à sécher combinées qui, dans un même tambour, assurent lavage et séchage du linge.

8.3. Autres séchoirs. — Ces appareils comportent tous un ventilateur à turbine, une résistance électrique sous contrôle d'un thermostat de sécurité, un système d'étendage. Dans certains modèles muraux, tous ces éléments sont réunis dans un carter en tôle ou matière plastique, pouvant être rabattu contre le mur après usage. En période de mise en service, un rideau de protection forme une manche à air autour du linge. Ces séchoirs sont prévus pour sécher du linge essoré mais peuvent être installés au-dessus d'un bac de récupération d'eau (baignoire ou bac à douche). Leur puissance est de 1 500 à 1 800 W et ils permettent 10 à 12 m d'étendage.

Il existe aussi des modèles sur pieds, pliants ou non, à la base desquels se trouve un radiateur électrique. Des porte-serviettes à circulation d'huile ou d'eau permettent le séchage de sortie de bain et de serviettes de toilette dans la salle d'eau elle-même.

LE CHAUFFE-EAU

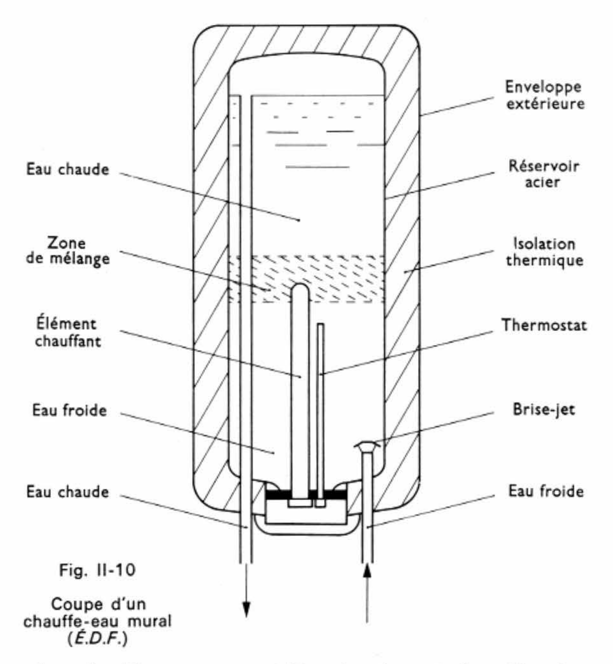


Fig. II-10

Coupe d'un chauffe-eau mural (*É.D.F.*)

Les chauffe-eau peuvent être classés en trois catégories:

— *les chauffe-eau instantanés :* dans ces appareils, l'eau courante est chauffée au fur et à mesure de son écoulement; ils sont munis d'un dispositif qui provoque la mise sous tension de l'élément chauffant au moment des puisages et qui permet d'obtenir que la température de l'eau chaude n'excède pas une valeur prédéterminée. Très répandus à l'étranger, particulièrement en Allemagne, les chauffe-eau instantanés sont peu utilisés en France en raison de la faible valeur de la consommation devant la puissance installée;

— *les chauffe-eau accélérés :* ce sont des appareils analogues aux précédents mais, pour une puissance égale, ils présentent une capacité réduite et ils permettent d'obtenir une montée en température plus rapide (2 heures);

— *les chauffe-eau à accumulation :* ce sont des appareils de capacité comprise entre 75 et 3 000 litres et de puissance relativement faible; le chauffage de l'eau nécessite une durée de mise sous tension voisine de 8 heures. Nous donnons ci-après ses caractéristiques.

9. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le chauffe-eau est un réservoir inséré à l'origine d'une conduite de distribution d'eau chaude. L'eau y est chauffée soit durant les périodes de la journée où le prix de vente de l'électricité est très favorable, soit sur simple sollicitation du thermostat. L'eau de consommation est prise sur la quantité emmagasinée. Le ballon étant constamment chaud, il doit être bien isolé afin de limiter les pertes calorifiques.

Dans un chauffe-eau, l'eau froide arrive par le bas au fur et à mesure que l'eau chaude est soutirée par le haut. L'extrémité de la tubulure d'admission est équipée d'un brise-jet qui dévie l'eau froide latéralement et évite la création de turbulences qui auraient pour effet de provoquer un mélange de l'eau chaude et de l'eau froide; cette dernière pénètre lors de chaque puisage et reste dans la partie inférieure en raison de la différence de masse volumique et de la différence de viscosité. En réalité, il n'y a pas de séparation nette entre l'eau froide plus lourde et l'eau chaude plus légère et il se forme une zone de mélange plus ou moins importante dans laquelle la température de l'eau croît progressivement; cette zone est d'autant plus haute que la surface de contact horizontale entre l'eau froide et l'eau chaude est plus grande. Elle est comprise entre 4 et 15 cm environ.

10. DESCRIPTION

Un chauffe-eau à accumulation comprend essentiellement (fig. II-10):

— un réservoir en tôle d'acier ou en cuivre (il est souvent galvanisé ou émaillé pour le protéger contre la corrosion);

— une isolation thermique (liège, laine minérale, plus rarement mousse de polyuréthane);

— une enveloppe extérieure;

— un élément chauffant, résistance en fil nickel-chrome boudiné sur stéatite ou résistance blindée; cet élément est soit logé à l'intérieur d'une gaine étanche, soit mis directement en contact avec l'eau (l'inconvénient de ce dernier montage est de nécessiter une vidange totale des chauffe-eau en cas d'avarie de l'élément chauffant);

— un thermostat logé dans une gaine, qui limite automatiquement la température de l'eau à la valeur désirée (fig. II-11);

— éventuellement, un second thermostat agissant comme limiteur de température et évitant tout risque d'ébullition en cas de défaillance du premier;

— éventuellement, un manostat de sécurité ou un fusible de sécurité, placé en partie haute de la cuve.

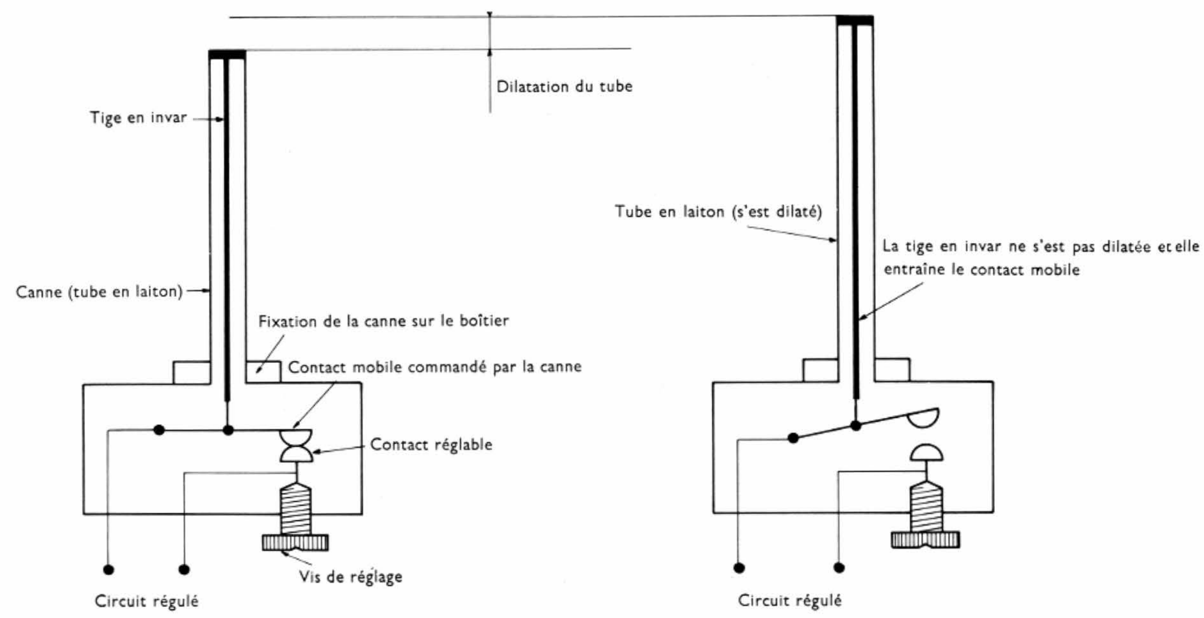


Fig. II-11 — Le thermostat à canne (*É.D.F.*)

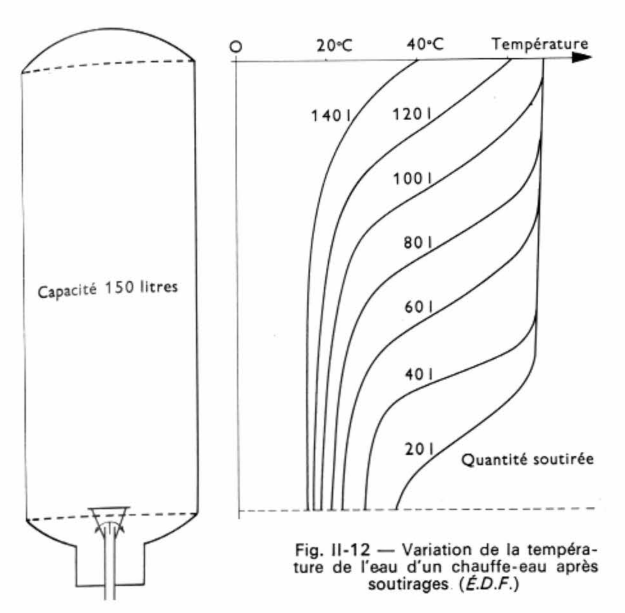
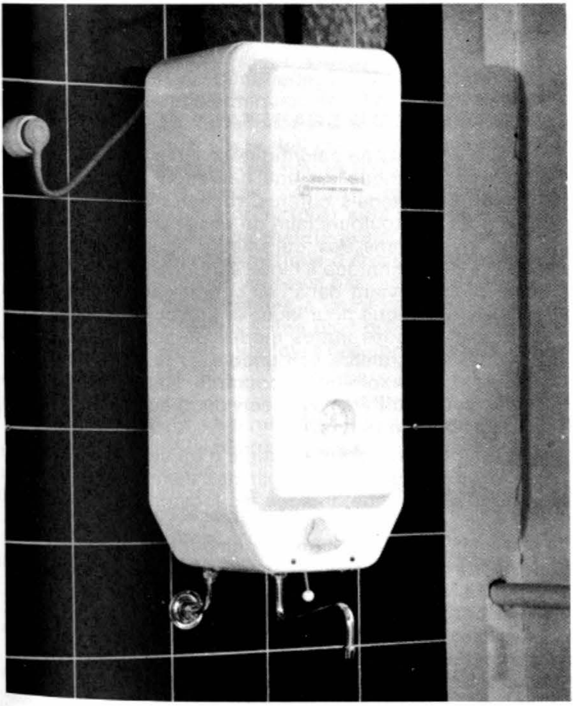


Fig. II-12 — Variation de la température de l'eau d'un chauffe-eau après soutirages (*É.D.F.*)

Ces chauffe-eau peuvent être utilisés dans deux sortes d'installations :

— *les installations hors pression ou à écoulement libre :* en l'absence de tout soutirage, le haut du réservoir est soumis à la seule pression atmosphérique et c'est un robinet placé sur le tuyau d'arrivée d'eau froide qui commande la sortie de l'eau chaude. Un robinet d'arrêt et un clapet de retenue évitent tout retour d'eau chaude dans les canalisations d'eau froide. Le robinet de puisage d'eau froide peut être utilisé comme robinet de vidange du chauffe-eau. La plupart des petits chauffe-eau de lavabo ou d'évier sont montés à écoulement libre ;

— *les installations sous pression :* dans ce cas, la cuve du chauffe-eau est constamment soumise à la pression de distribution. Un groupe de sécurité, qui réunit en un seul appareil le robinet d'arrêt, le clapet de retenue, le robinet de vidange et la soupape d'expansion (pression limite à l'intérieur de la cuve et évacuation de l'eau de dilatation), est placé sur la canalisation. L'installation sous pression est la seule employée dès qu'il s'agit d'alimenter plusieurs postes de puisage.


Fig. II-13 — Chauffe-eau électrique à accumulation (*Lemercier frères*)

11. PROTECTION

La longévité des chauffe-eau est pratiquement fonction des seules qualités de la cuve et les contraintes supportées par celle-ci sont nombreuses. Ce sont :

— *la pression :* un réservoir d'eau chaude, desservant plusieurs postes de puisage, est soumis successivement à des pressions variables dans les limites de 0 à 7 bars (0 à 700 kN/m^2), ce qui nécessite la mise en œuvre correcte de matériaux ayant la résistance et les qualités appropriées ;

— *la corrosion :* les causes en sont multiples ; elles relèvent de la composition des eaux, des traitements auxquels elles sont soumises pour les rendre propres à la consommation, des réactions de contact des eaux avec les parois internes. Une eau acide (potentiel en ions hydrogène ou pH inférieur à 7) est directement agressive ; c'est le cas, en particulier, des eaux de pluies ou de ruissellement granitique (Bretagne, Ardennes, Massif Central). Par ailleurs, toutes les eaux domestiques contiennent de nombreux agents chimiques de corrosion (produits chlorés, sels, etc.). En outre, malgré les filtrages et traitements, la présence de plus en plus importante de produits détersifs dans les eaux usées (récupérées à distance pour l'alimentation des grands centres urbains) est une cause d'attaque plus ou moins lente. Souvent aussi, la corrosion a des causes électrochimiques lorsque des métaux de natures différentes sont en présence (V. t. 2, Électrochimie). Un déchet de coupe d'une tuyauterie de cuivre, déposé au fond d'une cuve galvanisée, peut entraîner une attaque de la cuve. Une eau chargée en sels étant un électrolyte, il se forme des micropiles et les métaux de polarité négative (zinc de la galvanisation, puis acier de la cuve) sont dissous au bénéfice du métal de polarité positive (cuivre des canalisations). Cette action électrolytique est accélérée par l'élévation de la température de l'eau et par une augmentation de son degré d'acidité ;

— *l'entartrage :* il est dû à la cristallisation des sels de calcium et de magnésium sous l'action de la température. Il est d'autant plus important que le degré hydrotimétrique est élevé (1° TH correspond à 10 milligrammes de carbonate de calcium par litre ; une eau dont la dureté totale est inférieure à 6° TH est généralement considérée comme douce). L'entartrage est lui aussi activé par l'élévation de la température ; cela explique que, dans un chauffe-eau électrique, le corps de chauffe, le point le plus chaud, est particulièrement sensible à l'entartrage. Le tartre, mauvais conducteur, réduit la vitesse de transmission de la chaleur produite par la résistance et perturbe à la fois la régulation thermostatique et le rendement thermique de l'appareil. Avec une eau fortement calcaire, il y a lieu de réduire la température de régulation thermostatique et il est nécessaire de détartrer périodiquement le corps de chauffe. L'emploi d'un adoucisseur permet de limiter l'entartrage mais il faut limiter la capacité de cet appareil à ce qui est strictement nécessaire pour éviter un entraînement d'excédents de sels dans le corps du chauffe-eau (risque d'aggravation de la corrosion électrolytique).

Les chauffe-eau sont construits de façon que la mise en service du corps de chauffe, l'appareil étant vide d'eau, ne constitue pas un danger. Pour des raisons de sécurité, le réservoir et l'enveloppe métallique sont en liaison électrique avec la prise de terre.

12. DÉTERMINATION DE LA CAPACITÉ D'UN CHAUFFE-EAU À INSTALLER

Lorsque l'eau est chauffée en utilisant seulement le courant d'heures creuses, il est nécessaire de pouvoir déterminer quelle sera la consommation totale journalière d'eau chaude. Il a été possible d'établir, statistiquement, quelles sont les quantités d'eau chaude nécessaire suivant les différents usages ; elles ont été converties en volume d'eau à 60 °C.

En supposant l'eau froide d'alimentation à + 10 °C, les valeurs à prendre en compte pour une personne sont données dans le tableau suivant :

Utilisation	Volume d'eau nécessaire à 40 °C (en litres)	Volume d'eau correspondant à la température de 60 °C (en litres)
Toilette du matin	10	6
Vaisselle du petit déjeuner		1
Entretien et petits lavages (matin)	3	1,8
Cuisine (midi)		1
Lavage des mains (midi)	1,5	0,9
Vaisselle du déjeuner		3
Entretien et petits lavages (après-midi)	3	1,8
Cuisine (soir)		1
Lavage des mains (soir)	1	0,6
Vaisselle du dîner		3
Toilette du soir	10	6
Grand bain	130	78
Petit bain (enfants, baignoire-sabot)	60	18
Douche	30	18



Fig. II-14

Chauffe-eau instantané

Ainsi, connaissant, d'une part le nombre de personnes composant la famille utilisatrice, d'autre part le niveau de vie (qui peut donner une idée du nombre de bains pris par jour), il est alors possible de calculer avec précision les besoins journaliers d'un ménage.

Dans le cas d'immeubles, il est souvent préférable d'utiliser les règles suivantes qui donnent directement la capacité à installer :

— studios et appartements d'une pièce 60 litres par jour (à 60 °C)

— appartements de deux pièces .. 100 litres par jour (à 60 °C)

— appartements de trois pièces .. 160 litres par jour (à 60 °C)

— appartements de quatre pièces . 220 litres par jour (à 60 °C)

— appartements de cinq pièces .. 280 litres par jour (à 60 °C)

Ces quantités subissent une augmentation progressive liée à l'élévation du niveau de vie.

CHAPITRE III

LE CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE DES LOCAUX

L'expression « chauffage des locaux » est sans doute mal adaptée mais elle a l'avantage de posséder une tradition et d'être connue des utilisateurs et des professionnels. En réalité, chauffer des locaux habités, c'est chercher à équilibrer la production calorifique *M* résultant du métabolisme humain et les échanges thermiques *E* du corps avec son environnement. Si *E* est supérieur à *M*, la sensation de froid est ressentie ; si *E* est inférieur à *M*, c'est la sensation de chaud qui est ressentie. Or, l'énergie *E* est la somme des échanges par conduction C_d, par convection C_v, par rayonnement *R* et par évaporation E_v :

$$E = C_d + C_v + R + E_v$$

Lorsque *E* est supérieur à *M*, il est possible d'augmenter soit C_v, soit *R* (car C_d est faible), soit les deux facteurs en modifiant la température de l'air ambiant ou la température des parois du local.

Dans le cas d'un chauffage électrique, la seule énergie sollicitée pour équilibrer *M* et *E* est l'électricité. Cette constatation permet de préciser, en particulier, que le chauffage électrique obéit aux lois de la thermique des bâtiments : il n'introduit pas sur le marché correspondant une révolution technique mais simplement une évolution et un raffinement. L'évolution est directement liée au prix de l'énergie en cause, tandis que le raffinement découle de la souplesse, de la rapidité et de la précision de mise en œuvre des éléments chauffants.

1. DÉFINITION DU CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE

Produire de l'énergie calorifique en utilisant uniquement de l'énergie électrique est une opération simple, mettant en œuvre des matériels connus, robustes et bon marché, mais ce n'est pas toujours faire du chauffage électrique. En effet, les techniciens, les utilisateurs et les économistes associent l'idée technique à l'idée économique et le chauffage électrique devient dans ces conditions une opération technico-économique pour laquelle une compétition serrée doit s'établir avec les autres modes de chauffage, soit au niveau du coût actualisé, soit encore au niveau des investissements et de l'exploitation courante. Une telle définition très large, couvre différents aspects du chauffage électrique et elle concerne en particulier :

— le remplacement pur et simple d'un système classique (existant ou prévu sur plan) par des éléments chauffants électriques sans inertie, lorsque les locaux concernés sont peu utilisés ou très bien calorifugés ;

— le remplacement d'un système classique (existant ou prévu sur plan) par des éléments chauffants électriques accumulant la chaleur produite en vue de la meilleure utilisation de l'électricité d'heures creuses vendues à bas prix ;

— la mise en œuvre d'éléments chauffants électriques avec ou sans inertie dans les locaux bien isolés thermiquement, c'est-à-dire pour lesquels il a été prévu un freinage des échanges thermiques entre les milieux ambiants intérieurs et extérieurs.

2. POINTS DE VUE ÉCONOMIQUES SUR LE CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE

2.1. Point de vue de l'utilisateur. — Si l'on excepte quelques cas particuliers, la grande majorité des immeubles neufs qui sont étudiés en vue d'un équipement en chauffage électrique, doivent recevoir une isolation thermique bien conçue pour permettre d'accéder à des bilans d'exploitation comparables à ceux proposés par les autres énergies. En France et dans tous les pays d'Europe occidentale (où l'investissement global, défini par la somme de la fourniture et de la pose de l'isolation thermique supplémentaire, des appareils thermiques, de la régulation est du même ordre de grandeur que l'investissement proposé globalement par une solution de chauffage à combustible), l'utilisateur est tout naturellement intéressé par l'étude d'une solution électrique.

2.2. Point de vue de l'économiste. — Le chauffage électrique contribue à diminuer globalement les besoins en énergies primaires d'une nation; il apporte une contribution importante au traitement des problèmes posés par la pollution atmosphérique. Son développement doit donc être aidé.

Par quels cheminements aboutit-on à ces conclusions? Pour la première, en observant scrupuleusement la chaîne des rendements des installations classiques ou électriques. L'analyse de la technologie du chauffage électrique permet d'affirmer qu'une énergie d'un kilowattheure réellement utilisée en chauffage, provient d'une énergie primaire égale à $\frac{1}{0,3} = 3,3$ kWh ou 2,8 thermies (tous rendements associés). L'analyse de la chaîne des rendements, intervenant dans les chauffages à combustibles, montre que la quantité d'énergie réellement utilisée en chauffage sur une saison est environ la moitié de l'énergie primaire. Mais, comme les prix des énergies distribuées imposent une meilleure isolation thermique des immeubles lorsque le chauffage électrique est retenu, les besoins thermiques varient de 1 à 2 entre un immeuble bien isolé et un immeuble chauffé par combustible. Ainsi, pour obtenir une énergie calorifique de 1 kWh, il faut environ 3,3 kWh avec l'électricité et un peu plus avec des combustibles.

3. LES MATÉRIAUX ET MATÉRIELS MIS EN ŒUVRE

La technologie du chauffage électrique est liée, d'une part, aux qualités thermiques des bâtiments et, d'autre part, à la tarification de l'électricité. Dans tous les pays normalement industrialisés, les prix de vente de l'énergie électrique sont fonction des heures d'utilisation; les terminologies « prix d'heures pleines » et « prix d'heures creuses » (heures de nuit surtout) sont bien connues partout. Certains systèmes de chauffage électrique concentrent le maximum des consommations d'énergie électrique dans les périodes où le prix de vente est bas: ils sont dits *systèmes à accumulation* ou *systèmes à semi-accumulation;* dans d'autres systèmes, grâce à une plus grande isolation thermique, il est possible d'employer des appareils producteurs de chaleur sans inertie.

3.1. L'isolation thermique. — Les principaux matériaux utilisés dans le bâtiment sont les lièges, les fibres minérales (laine de verre, laine de roche), les polystyrènes expansés ou extrudés, les mousses de verre, les mousses de polyuréthane, les vermiculite et perlite, les fibres de bois agglomérées et fibres minérales projetées en association avec l'amiante. Des matériaux nouveaux apparaissent de loin en loin.

En 1972, Électricité de France publiait un tableau indicatif (V. ci-après) qui donne l'ordre de grandeur des épaisseurs d'isolant de conductivité thermique égale à 0,04 W/m.K (ou 0,04 W/m.°C) qu'il y avait lieu, économiquement, d'ajouter à des parois traditionnelles pour réaliser le chauffage électrique dans de bonnes conditions.

Les épaisseurs données sont valables pour des altitudes inférieures à 1 000 m. Il y a lieu de les majorer de:

— 20 % pour des altitudes comprises entre 1 000 et 2 000 m,

— 40 % pour des altitudes supérieures à 2 000 m.

Il y a lieu de prévoir des vitrages spéciaux isolants:

a) *si l'altitude est inférieure à 1 000 m,* chaque fois que l'isolation des parois verticales comporte une épaisseur d'isolant supérieure à 7 cm;

b) *si l'altitude est supérieure à 1 000 m* dans tous les cas.

Les coefficients utiles de conductivité sont compris entre 0,035 W/m-K pour la mousse de polyuréthane et 0,10 W/m-K pour le liège.

Nature des parois	Zone 1			Zone 2			Zone 3			Zone 4		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
Murs verticaux. .	7	9	9	7	9	9	6	8	9	5	6	7
Toitures	11	13	14	10	13	14	9	12	13	8	10	11
Terrasses	6	7	9	5	6	8	5	6	7	4	5	6
Planchers sur caves et vides sanitaires ventilés. . .	1	2	3	1	2	2	0	1	2	0	1	1

Procédés de chauffage: A = Accumulation; B = Mixte; C = Direct. Épaisseur d'isolant (exprimée en centimètres) à ajouter à la structure de base non calorifugée.
Matériau de conductivité thermique λ = 0,04 W/m.K.

3.2. Les appareils de chauffage électrique à accumulation. — Lorsqu'il y a accumulation d'énergie calorifique, quatre systèmes entrent en compétition:

— les radiateurs à accumulation;
— les appareils secs à accumulation centralisée;
— les appareils à hydro-accumulation;
— les planchers et parois chauffants.

Les *radiateurs à accumulation* permettent l'utilisation du chauffage électrique dans tous les cas, même si l'isolation thermique est légère. Leur principe de fonctionnement est simple: des blocs de matériau à forte chaleur massique, entassés dans un volume soigneusement calorifugé, reçoivent de l'énergie calorifique pendant les seules périodes où l'électricité est vendue le moins cher et restituent cette même énergie sur demande. En France, les appareils de ce type emmagasinent l'énergie calorifique pendant 8 heures et ils doivent la restituer pendant les 16 heures qui suivent la fin de charge.

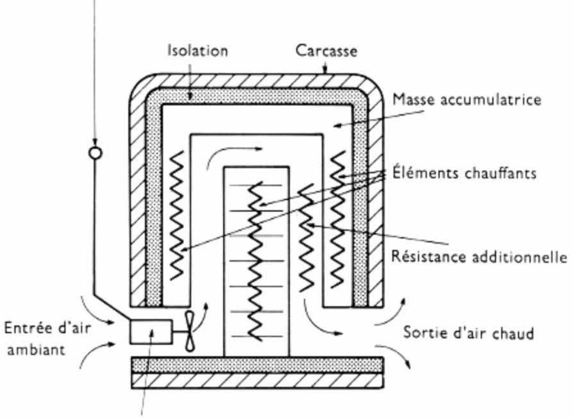


Fig. III-1 — Radiateur à accumulation dit dynamique, car la transmission de la chaleur se fait par convection forcée. Le fonctionnement du ventilateur, qui assure le passage de l'air sur les parties chauffées, dépend d'un thermostat installé dans le local. Une résistance additionnelle est prévue pour compléter le chauffage de l'air lorsque cela est nécessaire (*É.D.F.*)

Les *appareils secs à accumulation centralisée* mettent en œuvre les mêmes principes mais ils sont adaptés à de plus fortes puissances (30 à 3 000 kW) et à de plus fortes températures intérieures (850 à 900 °C). L'extraction de la chaleur se fait alors au moyen d'un fluide porté à la température désirée, soit par mélange d'air réchauffé et d'air froid s'il s'agit d'un chauffage à air chaud, soit par l'intermédiaire d'un échangeur métallique s'il s'agit d'alimenter un chauffage à eau chaude (fig. III-2).

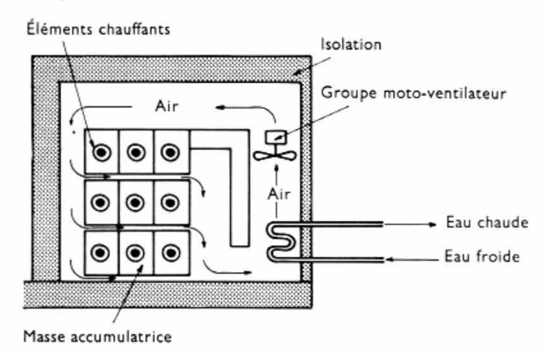


Fig. III-2 — Accumulation centrale solide avec distribution d'eau chaude. La chaleur accumulée dans les matériaux contenus dans l'appareil (masse accumulatrice réfractaire) est utilisée dans un échangeur air-eau. Elle est ainsi transférée à l'eau d'un système de chauffage traditionnel grâce à l'utilisation d'une ventilation forcée (*É.D.F.*)

Les *appareils à hydro-accumulation* se différencient des précédents par la nature de l'élément accumulateur; c'est ici simplement de l'eau. Ces appareils alimentent généralement des chauffages à eau chaude; ils s'insèrent dans une installation de la même manière qu'une chaudière classique à combustible.

Les trois systèmes à accumulation ci-dessus conviennent parfaitement dans les installations industrielles ou assimilées pour lesquelles la puissance électrique, utilisable pendant la nuit du fait de l'arrêt de l'activité, permet l'alimentation à prix très réduit de ces matériels. Le premier est plus utilisé que les deux autres.

Le quatrième système de chauffage à accumulation est mis en place en même temps que sont coulées les dalles ou parois de support. L'opération consiste à noyer dans les bétons, avant solidification, des conducteurs électriques résistants, spécialement conçus pour cette fin. En service normal, ces conducteurs sont mis sous tension, de préférence pendant les heures où l'électricité est vendue à bas prix, et ils provoquent une accumulation d'énergie calorifique dans la masse de béton. La restitution de l'énergie se réalise de façon permanente; elle dépend des écarts de température entre l'ambiance et le point interne le plus chaud.

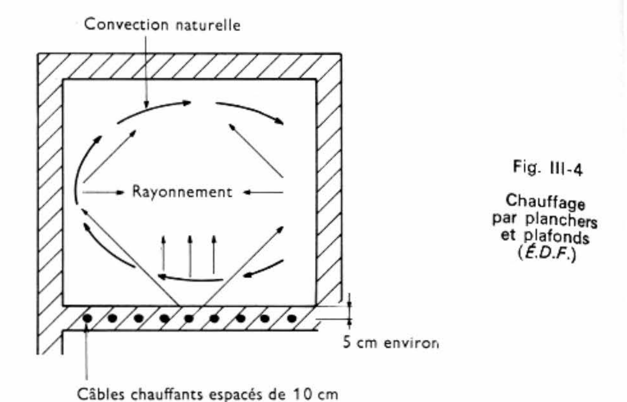


Fig. III-4

Chauffage par planchers et plafonds (*É.D.F.*)

Les bonnes installations présentent les caractéristiques suivantes: très bon confort, température superficielle de paroi intérieure inférieure à 26 °C, température maximale à cœur: 30 à 40 °C.

3.3. Les appareils de chauffage électrique directs.

Ce sont peut-être les plus connus; dans le commerce, ils sont appelés: radiateurs obscurs, radiateurs lumineux, radiateurs à infrarouges, radiateurs paraboliques, plinthes chauffantes, convecteurs électriques, vitres chauffantes, paravents chauffants, tapis chauffants, etc. Ils visent tous le même but: communiquer rapidement à l'air ambiant la

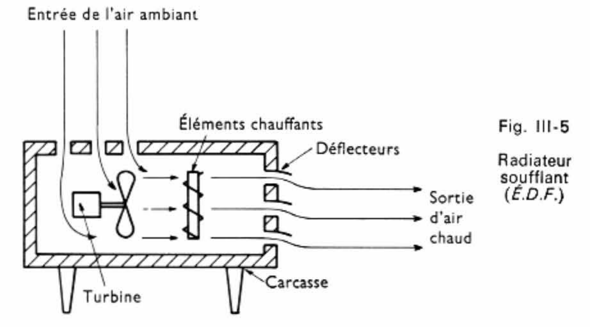


Fig. III-5

Radiateur soufflant (*É.D.F.*)

chaleur dégagée par le passage d'un courant électrique dans des résistances électriques. Les différentes appellations ci-dessus proviennent de la température de surface des résistances, de la forme des appareils ou du matériau emprisonnant les éléments chauffants.

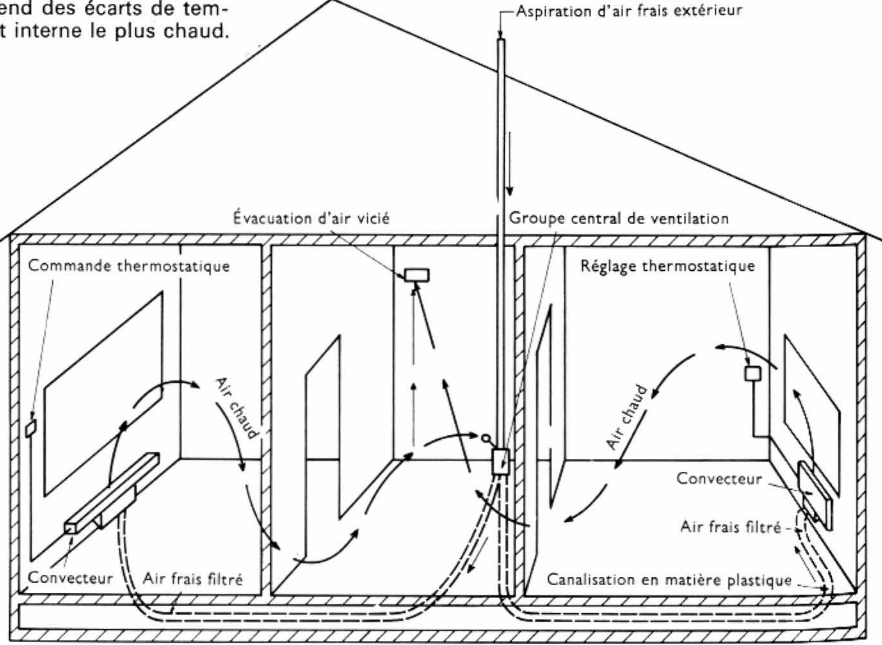


Fig. III-3 — Convection à ventilation contrôlée: schéma de principe. Exemple d'habitation chauffée électriquement. L'air frais, aspiré à l'aide d'un groupe central de ventilation, passe sur des convecteurs pour être chauffé. Après avoir cheminé à travers les diverses pièces de l'appartement, une partie de l'air chaud est réutilisée tandis que le reste est évacué vers l'extérieur (*É.D.F.*)

Divers types de radiateurs électriques

Radiateur à bain d'huile à éléments standard. Puissance : 3 000 W (*Philips*)

Radiateur soufflant lumineux. Puissance : 2 000 W (*Philips*)

Radiateur à infrarouges à tubes blindés ; réflecteur en acier inoxydable. Puissance : 1 000 W (*Marant-Philips*)

Panneau convecteur mural à éléments instantanés (fil nickel-chrome bobiné) (*Applimo*)

Radiateur soufflant à double ventilateur à ailettes 3 000 W (*Philips*)

Plinthe à élément chauffant blindé ; en longueur de 1 m : 500 W ; en longueur de 1,50 m : 750 W (*Applimo*)

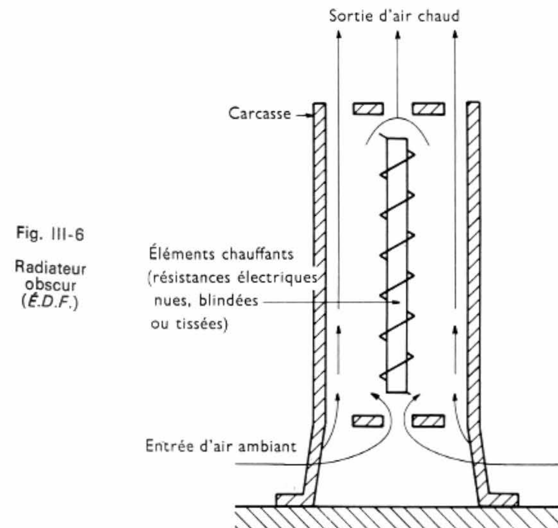


Fig. III-6
Radiateur obscur (*É.D.F.*)

3.4. Les appareils de chauffage électrique à semi-accumulation ou à restitution différée. — Ils sont peu nombreux et se placent dans une gamme intermédiaire entre le radiateur à accumulation, pour lequel les conditions de charge et de décharge sont normalisées, et les radiateurs directs. Dans cette catégorie doivent prendre place tous les appareils dits à huile, à eau ou réfractaires légers. Ils ont pour principal avantage de présenter des températures de surface très agréables et une répartition entre convection et rayonnement favorable à un bon confort. Ils posent toutefois des problèmes difficiles à résoudre dans le domaine de la régulation précise.

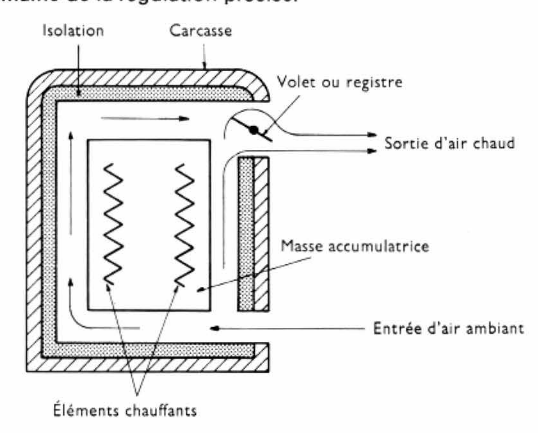


Fig. III-7 — Radiateur à semi-accumulation (*É.D.F.*)

4. LES SYSTÈMES DE CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE

4.1. Le chauffage électrique direct. — Il est réalisé uniquement au moyen de radiateurs électriques à faible inertie calorifique commandés pièce par pièce par un régulateur de température; il utilise l'énergie électrique à tous moments de la journée et le prix moyen de cette énergie se trouve être le plus élevé de tous ceux enregistrés pour les systèmes de chauffage électrique. Le calcul économique prouve que ce système ne peut se concevoir qu'avec une très bonne isolation thermique. En revanche, le coût des appareils chauffants mis en œuvre est des plus bas. En France, le chauffage électrique direct se place économiquement dans tous les immeubles collectifs et dans tous les pavillons individuels.

4.2. Le chauffage électrique à accumulation. — Il fait appel aux seuls matériels à accumulation; il permet d'utiliser l'énergie électrique la moins chère et une isolation thermique légère peut suffire; sauf dans le cas où des radiateurs à accumulation dynamique sont employés, la régulation des températures est difficile à réaliser. Ce type de chauffage intéressant nécessite des appareils dont le coût doit faire l'objet d'une attention particulière.

4.3. Chauffage électrique mixte. — Sur le plan technique, c'est sans doute le chauffage le plus confortable car il propose une répartition entre rayonnement et convection très favorable. Il peut se concevoir de deux façons différentes : en associant dans un même local un plancher chauffant et un ou plusieurs radiateurs directs ou en associant aussi radiateurs à accumulation statique et radiateurs directs. Dans ce système, la répartition des charges thermiques entre accumulation et direct tient compte de plusieurs éléments qui sont : la durée d'occupation des locaux, les variations prévisibles des conditions atmosphériques, l'importance des apports gratuits (ensoleillement, éclairage, nombre d'occupants, etc.).

En aucun cas, les émissions dues à la restitution statique d'un matériel à accumulation du type plancher ou radiateur ne doivent contribuer à élever la température des locaux au-dessus d'un seuil S défini comme suit : $S + T = 20$ °C (si 20 °C a été choisie comme température intérieure de base). Cette température de seuil S est obtenue à l'intérieur des locaux par la seule restitution de l'énergie accumulée, lorsque la température extérieure est égale à la température minimale de base définie pour la région par les règles de l'art; T est l'écart de température intérieure maximale qu'il est possible d'escompter par l'intervention des seuls apports thermiques gratuits. Suivant la région, suivant l'orientation des baies vitrées et selon leur grandeur, T peut varier de 5 à 10 °C.

5. LA RÉGULATION

5.1. Les thermostats. — Ce sont des appareils simples, utilisant :

— soit les déplacements différentiels qui interviennent entre deux métaux placés dans les mêmes conditions de température (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 3) ;

— soit les variations de volumes d'une masse de liquide soumise à la température à contrôler ;

— soit les variations de pression d'une masse de gaz portée à cette même température ;

— soit encore les variations de résistance de thermistances (V. t. 1, Électronique, chap. 6).

Tous ces effets mécaniques ou électriques influencent l'ouverture ou la fermeture d'un interrupteur de courant, lequel commande directement ou indirectement la mise sous tension des éléments chauffants.

5.2. Les régulations par sondes thermostatiques. Destinées à participer à la mise sous tension des systèmes à accumulation, elles sont généralement utilisées pour faciliter la « prévision » des besoins calorifiques d'une journée en enregistrant les variations de température extérieure de la veille. C'est une mission ambitieuse sans doute mais qui repose sur plusieurs hypothèses de travail vérifiables. La température à connaître est une moyenne des températures horaires et non la température minimale car, avec les systèmes à accumulation statique, il y a intégration des quantités d'énergie à céder sans qu'il soit nécessaire de s'intéresser particulièrement à la puissance maximale à mettre en œuvre. Connaissant la courbe de variation des températures horaires en un lieu, il est possible de définir l'énergie calorifique à accumuler en observant la variation instantanée de la température pendant la durée de mise sous tension ou *temps de charge*.

Ces hypothèses ont donné lieu à la réalisation de plusieurs types de régulation :

— des régulations très élaborées faisant intervenir des modules électroniques, intégrant les besoins calorifiques journaliers ;

— des régulations plus simples définissant le temps de charge par observation de la seule température relevée à 21 heures T.U. ;

— des régulations dites de poursuite, modifiant la durée de la charge en fonction des variations de la température nocturne.

5.3. Les contrôles de charge. — Des informations fournies par des éléments thermostatiques placés dans les éléments accumulateurs permettent de définir un temps maximal de charge compatible avec une utilisation économique de l'ensemble.

5.4. Les chaînes de régulation. — Elles sont simples dans le cas du chauffage électrique direct et concernent les thermostats seulement. Elles sont plus élaborées dans le cas des chauffages électriques à accumulation ou mixte, et font appel aux thermostats, aux sondes extérieures et aux contrôles de charge. Dans ce dernier cas, plus l'installation à réaliser est importante, plus élaborée sera la régulation pour un ensemble de locaux. Certains perfectionnements récents permettent en particulier de proposer une chaîne complète de régulation par façade d'immeuble.

6. DÉTERMINATION DES PUISSANCES INSTALLÉES

Les puissances installées en chauffage tout électrique sont essentiellement fonctions :

— des déperditions maximales des locaux à chauffer ;

— des procédés de chauffage utilisés (direct, accumulation, mixte).

6.1. Déperditions maximales. — Les règles de calcul des déperditions maximales sont exposées dans le document technique unifié (D.T.U.) intitulé *Règles de calcul des caractéristiques thermiques utiles des parois de construction et des déperditions de base des bâtiments*, publié par le Centre scientifique et technique du bâtiment.

Ce document comporte deux parties :

— l'une donnant les caractéristiques thermiques (conductivité, résistance) des matériaux de construction, ainsi que la méthode de calcul de coefficient de transmission thermique K des parois élémentaires ;

— l'autre donnant les règles de calcul des déperditions ainsi que les données de base nécessaires à ce calcul : températures intérieures de base, coefficients de correction d'orientation et d'infiltration, température extérieure minimale de base (température minimale journalière dont la fréquence probable est de cinq jours par an).

L'application des règles exposées dans ce document permet d'obtenir la somme P_0 des déperditions maximales du fait de la transmission par les parois et par renouvellement d'air ; P_0 est exprimé en watts (ce nombre représente également les déperditions horaires exprimées en wattheures). Toutefois, pour les installations mettant en œuvre un système à accumulation et situées en haute altitude, il a été nécessaire d'introduire la notion supplémentaire de « température moyenne minimale de base » qui est la température moyenne minimale journalière dont la fréquence probable est d'un jour par an.

Cas particulier du chauffage à accumulation. — Dans le cas d'un chauffage à accumulation, pour le calcul

des besoins thermiques, il semble rationnel de prendre en considération, non pas la température minimale de base définie par le D.T.U. (qui correspond à un chauffage instantané) mais la *température moyenne minimale* de base telle qu'elle a été définie au paragraphe précédent. En effet, lors d'un fonctionnement en accumulation, les besoins calorifiques journaliers sont proportionnels à l'écart entre la température désirée et la température moyenne extérieure. Il est bien évident que cela est vrai dans le cas d'une accumulation dynamique et que, s'il s'agit d'un chauffage mixte faisant intervenir une part d'accumulation statique, le chauffage complémentaire direct doit permettre de compenser la somme des déperditions thermiques correspondant aux deux écarts de température suivants :

- température moyenne minimale de base — température minimale de base ;
- température intérieure désirée — température assurée au moyen du chauffage de base.

Dans bien des cas, cette manière de raisonner présente deux avantages : d'une part, il est ainsi possible de réduire les puissances installées dans les sols, d'autre part, une charge exclusivement en heures creuses peut fréquemment être adoptée.

Les valeurs de la température moyenne minimale de base ne sont pas officiellement publiées. L'examen des relevés météorologiques montre qu'en plaine les valeurs de ces températures sont égales à celles des températures minimales de base données par le D.T.U. À partir de relevés effectués dans les massifs montagneux, il a été possible de déterminer les variations de l'écart entre la température moyenne minimale de base et la température minimale de base en fonction de l'altitude.

6.2. Détermination des puissances installées

6.2.1. Chauffage direct. — Dans le cas du chauffage direct, la puissance théorique à installer P_i est numériquement égale aux déperditions maximales P_0 affectées d'un coefficient de surpuissance permettant d'obtenir rapidement la température désirée lors des mises en service :

$$P_i = k\,P_0$$

Dans cette formule, il faut exprimer P_i et P_0 en watts ; k est un coefficient sans dimension.

La valeur du coefficient k est fonction du régime d'occupation des locaux ; on utilise généralement les valeurs suivantes :

— $k = 1{,}2$ pour une occupation continue,

— $k = 1{,}5$ pour une occupation très intermittente (résidences secondaires).

La puissance réelle installée doit tenir compte des gammes d'appareils commercialisés ; cette puissance réelle est choisie supérieure ou égale à P_i et aussi voisine de P_i que possible.

6.2.2. Chauffage par radiateurs à accumulation dynamique. — La puissance installée est obtenue en écrivant qu'il y a équivalence entre l'énergie accumulée dans l'appareil et l'énergie nécessaire au chauffage pendant la période d'utilisation.

Dans le cas général d'une durée de charge de 8 heures, l'énergie accumulée par un appareil est égale à : $h.P.p_a = 8\,P.p_a$, si nous désignons par P la puissance nominale de l'appareil, par h la durée de la période de charge ($h = 8$ heures), par p_a le pouvoir accumulateur de l'appareil (égal au rapport entre l'énergie réellement disponible en fin de charge et l'énergie électrique consommée au cours de la charge).

Dans le cas le plus défavorable, l'énergie nécessaire au chauffage, au cours d'une période d'utilisation de durée H, est égale au produit P_0H diminué des apports gratuits (apports par insolation, etc.) évalués à environ 10 % des besoins. L'énergie nécessaire au chauffage est donc égale à $0{,}9\,P_0H$. Divers cas sont alors à considérer :

1° *La période de restitution suit immédiatement la période de charge.* — Si la période de restitution suit immédiatement la période de charge, nous pouvons écrire : $P.h.p_a = 0{,}9\,P_0H$ soit :

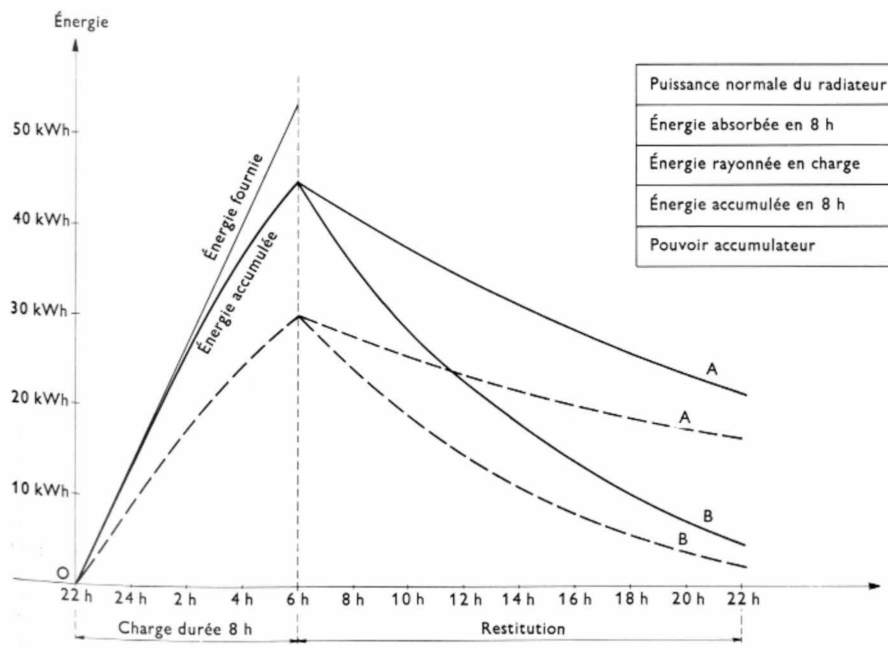
$$P = \frac{0{,}9\,P_0H}{h\,p_a}$$

il faut exprimer P et P_0 en watts, H et h en heures.

Par exemple, dans le cas fréquent d'un local à occupation diurne (salle de séjour) équipé d'un appareil utilisé en restitution pendant 16 heures et ayant un pouvoir accumulateur proche de 0,8, la puissance à installer est égale à :

$$P = \frac{0{,}9 \times 16 \times P_0}{8 \times 0{,}8} = 2{,}25\,P_0$$

2° *La période de restitution recouvre la totalité de la période de charge.* — Les pertes par rayonnement de l'appareil assurant une partie des besoins d'énergie de



Puissance normale du radiateur	4,5 kW	6 kW
Énergie absorbée en 8 h	36 kWh	48 kWh
Énergie rayonnée en charge	4 kWh	8,5 kWh
Énergie accumulée en 8 h	32 kWh	39,5 kWh
Pouvoir accumulateur	0,89	0,89

L'énergie calorifique accumulée dans les éléments réfractaires est prélevée en faisant circuler de l'air (A : circulation naturelle ; B : circulation forcée)

Fig. III-8 — Courbes caractéristiques de deux radiateurs à accumulation (puissances respectives : 4,5 et 6 kW)

chauffage définis par le calcul, il n'y a pas lieu de tenir compte du pouvoir accumulateur de l'appareil. Dans ce cas nous devons avoir :

$$P = \frac{0,9\, P_0 H}{h}$$

Les unités à employer sont les mêmes que dans le cas précédent.

Ainsi, dans le cas du chauffage continu (24 heures), avec une durée de charge de 8 heures, il faut que la puissance installée soit égale à :

$$P = \frac{0,9 \times 24}{8} P_0 = 2,7\, P_0$$

3° *La période de restitution ne suit pas immédiatement la période de charge.* — Du fait des pertes par rayonnement de l'appareil, l'énergie disponible au début de la période de restitution est inférieure à celle accumulée dans l'appareil à la fin de la période de charge. Dans ce cas, il ne faut pas tenir compte du coefficient p_a mais il faut considérer le rapport effectif entre l'énergie disponible en début de restitution et celle dépensée réellement pendant la période de charge. Ce rapport résulte de l'examen des courbes caractéristiques des appareils du commerce (fig. III-8).

Par exemple, prenons le cas d'un local chauffé deux heures trente après la fin de charge (à partir de 8 h 30) et nécessitant pour cela l'accumulation de 31,4 kWh (ou 27 000 mth). L'application des formules précédentes conduirait à admettre qu'un radiateur de puissance nominale égale à 4,5 kW suffirait au chauffage du local. L'examen des courbes caractéristiques permet de constater que, au début de la période de restitution (8 h 30), l'appareil de 4,5 kW ne renferme plus la chaleur nécessaire au chauffage désiré et qu'il faut installer un appareil de 6 kW.

Remarque : Dans tout ce qui précède, les appareils étant disposés dans les locaux à chauffer, il n'y a pas lieu de faire intervenir un rendement de distribution.

6.2.3. Chauffage par accumulation centrale. — Un accumulateur central n'est généralement pas placé dans les locaux à chauffer (sauf cas particulier de locaux de grands volumes : usines, grands magasins, etc.), et le rayonnement de cet appareil n'est pas récupérable pour le chauffage. Par ailleurs, la chaleur accumulée est distribuée au moyen d'un fluide caloporteur. De ce fait, le plus souvent, le rendement global d'une installation à accumulation centrale n'excède pas la valeur de 0,85. De plus, en raison de l'inertie du procédé, il s'agit toujours d'installations à fonctionnement continu et la puissance à installer est donnée par l'égalité suivante :

$$P = \frac{0,9 \times 24}{0,85 \times 8} P_0 \approx 3,2\, P_0$$

Il faut exprimer P et P_0 en watts.

6.2.4. Chauffage mixte. — Le chauffage mixte comporte :

1° *Un chauffage de base à accumulation statique* (radiateurs ou plancher chauffant le plus souvent) assurant dans les locaux le maintien d'une température t_1 intermédiaire entre la température extérieure de base et la température intérieure en période d'occupation. Si P_{iB} est la puissance installée, l'utilisation du chauffage de base peut être réalisée de diverses façons :

— *système à accumulation totale :* utilisation de la puissance P_{iB} exclusivement en heures creuses ;

— *système « hors pointe » :* utilisation de la puissance P_{iB} en heures creuses, avec, en complément, utilisation d'une puissance partielle $\left(\frac{P_{iB}}{2}, \frac{P_{iB}}{3} \text{ ou } \frac{P_{iB}}{4}\right)$ pendant les heures pleines et coupure totale durant les heures de pointe.

2° *Un chauffage complémentaire direct* permettant d'atteindre la température intérieure désirée en période d'occupation à partir de la température t_1, obtenue au moyen du chauffage de base. Dans l'étude d'une telle installation de chauffage, on répartit les déperditions maximales en deux parties P_{0B} et P_{0D} :

— les déperditions P_{0B} (correspondant à l'écart de température : t_1 — température moyenne extérieure de base) doivent être compensées par le chauffage de base ;

— les déperditions P_{0D} (correspondant au complément indispensable) doivent être compensées par le chauffage complémentaire direct. Remarquons que, dans le cas d'immeubles collectifs à occupation intermittente et partielle (stations de sports d'hiver, par exemple), pour le calcul de P_{0D}, il faut tenir compte des déperditions de chaque local vers les locaux voisins qui doivent toujours être considérés comme inoccupés et uniquement chauffés à la température t_1 assurée par la base. Dans le cas d'immeubles collectifs à occupation permanente (résidences principales), il faut considérer qu'il existe une probabilité pour qu'un seul des appartements voisins soit inoccupé et pour le calcul de P_{0D}, il faut tenir compte des déperditions vers le local voisin correspondant au cas le plus défavorable (généralement le local situé au-dessus du local considéré ; sa température est prise égale à t_1).

L'équivalent théorique d'utilisation de la pleine puissance du chauffage de base est :

— 8 heures pour un fonctionnement exclusivement en heures creuses ;

— 11 heures $\left(8 + \frac{12}{4}\right)$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et quart de puissance le jour hors des heures de pointe ;

— 12 heures $\left(8 + \frac{12}{3}\right)$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et tiers de puissance le jour hors des heures de pointe ;

— 14 heures $\left(8 + \frac{12}{2}\right)$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et demi-puissance le jour hors des heures de pointe.

Le choix entre les diagrammes de charge possibles se fait en considérant que la densité de puissance installée au mètre carré doit rester dans une limite telle que la température de surface des sols, à la fin de la période de charge, n'excède pas une valeur voisine de 26 °C.

Pour chacun des diagrammes de fonctionnement, les puissances théoriques installées en chauffage de base sont données ci-après :

— $P_{iB} = 3\, P_{0B}$ pour un fonctionnement exclusivement en heures creuses ;

— $P_{iB} = 2,2\, P_{0B}$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et quart de puissance le jour hors des heures de pointe ;

— $P_{iB} = 2\, P_{0B}$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et tiers de puissance le jour hors des heures de pointe ;

— $P_{iB} = 1,7\, P_{0B}$ pour un fonctionnement à pleine puissance la nuit et demi-puissance le jour hors des heures de pointe.

En ce qui concerne le chauffage complémentaire direct, il faut appliquer aux déperditions P_{0D} un coefficient de surpuissance k (pour les mêmes raisons que celles énoncées au paragraphe 6.2.1) : $P_{iD} = k\, P_{0D}$.

Pour le coefficient k, il faut prendre les valeurs suivantes :

— $k = 1,2$ pour une occupation continue (valeur identique à celle du paragraphe 6.2.1) ;

— $k = 1,5$ pour une occupation très intermittente.

6.3. Choix de la température t_1 assurée par le chauffage de base. — Précisons tout d'abord que le rôle du chauffage de base est essentiellement de maintenir les locaux à une température constante, quelle que soit la température extérieure. *En aucun cas, le chauffage de base ne doit être conçu pour assurer un écart de température constant.*

Théoriquement, il faudrait déterminer les apports par insolation et en déduire la température à assurer au moyen du chauffage de base. Pratiquement, il est admis que cette température varie en fonction de la latitude du lieu de

construction de + 6 °C (Côte d'Azur, latitude 43°) à + 12 °C (Flandre, latitude 51°). Le respect de ces limites permet au chauffage tout électrique de conserver pleinement ses qualités de souplesse et de confort.

7. ESTIMATION DES CONSOMMATIONS DE CHAUFFAGE EN ANNÉE MOYENNE

7.1. Formule générale. — L'estimation des consommations de chauffage en année moyenne pourrait être obtenue à partir de la courbe représentant les fréquences cumulées des températures moyennes journalières relevées pour la saison de chauffage. Les consommations sont en effet proportionnelles à la surface de cette courbe. Cette méthode est mathématiquement possible mais il faut établir l'équation de la courbe construite à partir d'éléments statistiques et en développer l'intégrale entre des limites connues. Cela suppose la connaissance de la courbe expérimentale des fréquences cumulées et entraîne des calculs assez longs. On lui préfère l'emploi d'une formule simplifiée.

Si 18 °C est la température extérieure à partir de laquelle on ne chauffe plus, au cours d'une journée de température moyenne extérieure égale à t_m, il sera nécessaire de fournir une quantité de chaleur proportionnelle à $(18 - t_m)$ degrés Celsius pour assurer le chauffage; nous dirons que cette quantité de chaleur est égale à $(18 - t_m)$ degrés-jour (*dju*). Soit Δt, l'écart de température entre 18 °C et la température minimale de base, écart ayant servi à la détermination des déperditions maximales P_0. La consommation d'énergie par degré-jour est $Q_d = \frac{P_0}{\Delta t} \times 24$. En supposant une occupation permanente et un niveau de température intérieure constant dans le temps, les besoins annuels d'énergie peuvent être évalués à :

$$Q = Q_d . dju = \frac{(dju . P_0) \times 24}{\Delta t}$$

Dans cette expression, *dju* représente le nombre de degrés-jours en hiver moyen (degrés-jours unifiés. V. ci-après § 7.5) pour le lieu considéré et P_0 désigne les déperditions calculées. En outre, il faut tenir compte des rendements η_i d'installation et η_p de production et la formule précédente devient :

$$Q = \frac{(dju . P_0) \times 24}{\Delta t} \cdot \frac{1}{\eta_i} \cdot \frac{1}{\eta_p}$$

7.2. Coefficient d'intermittence. — En pratique, un local n'est pas chauffé de manière continue ni homogène et il faut faire intervenir un coefficient d'intermittence *i*.

Ce coefficient est mal connu mais il peut être estimé. Le professeur Rietschel le décompose de la manière suivante :

$$i = y . e_t . e_b$$

y étant un coefficient de réduction des besoins calorifiques, e_t un coefficient de réduction de température et e_b un coefficient de réduction d'exploitation.

Le coefficient de réduction des besoins calorifiques, y, est lié à la forme, à la structure et à l'inertie du local ainsi qu'à la qualité de son exécution. Ce coefficient a une valeur comprise entre 0,85 et 0,60 pour une construction isolée thermiquement pour du chauffage tout électrique.

Le coefficient de réduction de température, e_t, est lié à l'exploitation journalière du chauffage. Cette exploitation peut comporter des arrêts ou des marches à puissance réduite; durant 24 heures, la température moyenne intérieure est alors inférieure à la température de + 18 °C et correspond à l'établissement des degrés-jours. L'introduction du coefficient e_t permet de tenir compte de cet écart. Pour ce coefficient, il faut prendre les valeurs suivantes :

— établissements hospitaliers : 1,00 ;
— immeubles d'habitation chauffés à température constante : 0,95 ;
— immeubles d'habitation avec forte réduction d'exploitation nocturne, écoles : 0,90 ;
— immeubles administratifs, magasins : 0,85.

Le coefficient de réduction d'exploitation, e_b, est lié à l'exploitation hebdomadaire ou mensuelle du chauffage; il doit intervenir si, à certains moments, le chauffage est très réduit ou complètement arrêté, par exemple, en fin de semaine ou en période de vacances. Ce coefficient a la valeur suivante :

— établissements hospitaliers et immeubles d'habitation : 1,00 ;
— immeubles administratifs, magasins : 0,90 ;
— écoles : 0,75.

Les valeurs approchées du coefficient d'intermittence *i* peuvent alors être facilement déduites. Ces valeurs sont données dans le tableau ci-après; elles s'accordent assez bien avec les résultats obtenus en exploitation réelle.

y*	Sens des inerties croissantes →					
	0,85	0,80	0,75	0,70	0,65	0,60
Établissements hospitaliers	0,85	0,80	0,75	0,70		
Habitations (température constante)	0,81	0,76	0,71	0,67	0,62	0,57
Habitations (forte réduction nocturne)	0,77	0,72	0,68	0,63	0,59	0,54
Locaux administratifs, bureaux, magasins	0,65	0,61	0,57	0,54		
Écoles	0,57	0,54	0,51	0,47		

* Pour les immeubles collectifs, *y* varie de 0,80 à 0,70 ; pour les pavillons individuels, *y* varie de 0,70 à 0,60.

Pour les préestimations des consommations, il est courant d'utiliser les valeurs supérieures arrondies, c'est-à-dire de déterminer les consommations à partir de la formule suivante :

$$Q = \frac{(dju . P_0 . i) \times 24}{\Delta t} \qquad (1)$$

(*Q* est exprimé en kilowattheures par an).

Dans cette expression :

dju est le nombre de degrés-jours unifiés normaux (à base 18 °C) ;

P_0 représente les déperditions en kilowatts ;

Δt est l'écart de température ayant servi au calcul des déperditions ;

i est le coefficient d'intermittence ; il est de 0,85 pour les établissements hospitaliers, de 0,80 pour les immeubles collectifs d'habitation, de 0,70 pour les pavillons individuels, de 0,65 pour les locaux administratifs, bureaux et magasins et de 0,60 pour les écoles (externats).

Il est vraisemblable que les consommations ainsi obtenues sont surestimées mais cette estimation par excès semble psychologiquement préférable à une estimation trop optimiste.

7.3. Application au chauffage électrique direct ou par radiateurs à accumulation dynamique. — Dans le cas où le chauffage est entièrement assuré par des appareils directs ou par des radiateurs à accumulation dynamique, il suffit d'appliquer la formule (1). S'il s'agit de radiateurs à accumulation dynamique, la totalité de la quantité d'énergie ainsi obtenue est consommée en heures creuses. S'il s'agit d'appareils directs, l'expérience montre qu'il faut adopter les répartitions suivantes (pour une occupation permanente) :

— 38 % en heures creuses, 52 % en heures pleines, 10 % en heures de pointe, pour une tarification basse tension à trois postes tarifaires ainsi définis :
— heures creuses : 22 h 00 à 06 h 00 ;
— heures de pointe : 07 h 00 à 09 h 00 et 17 h 00 à

19 h 00 en novembre, décembre, janvier et février ;

— heures pleines : les autres heures.

— 34 % en heures creuses, 66 % en heures pleines, pour une tarification à deux postes tarifaires (sans heures de pointe).

7.4. Application au chauffage électrique mixte. — Dans le cas d'un chauffage électrique mixte, la consommation totale (chauffage de base et chauffage d'appoint) est toujours déterminée au moyen de la formule (1) et avec les mêmes coefficients d'intermittence, mais une étude plus poussée de cette consommation est souvent nécessaire pour déterminer la répartition entre la base et l'appoint et suivant les postes tarifaires.

Une première remarque s'impose : le chauffage de base est inerte et sa charge est le plus souvent réglée en fonction des températures extérieures à l'exclusion de tout autre paramètre ; sa consommation théorique ne doit donc être affectée par aucun coefficient d'intermittence.

Pour ne pas avoir à étudier tous les cas de fonctionnement possibles, nous raisonnons sur un chauffage de base fonctionnant à pleine puissance de nuit et demi-puissance de jour ; le raisonnement s'applique aux valeurs numériques près, pour tous les autres modes de fonctionnement. Ne connaissant pas a priori le principe de régulation et de commande du chauffage de base, nous supposons que la durée de charge varie linéairement de sa valeur maximale (8 heures à pleine puissance + 12 heures à demi-puissance, soit une durée équivalente à 14 heures à pleine puissance) à la valeur nulle, lorsque la valeur de la température moyenne extérieure passe de celle de la température moyenne minimale de base à celle de la température intérieure que l'on souhaite obtenir au moyen du chauffage de base seul : dans l'exemple choisi, la durée équivalente varie de 14 h à 0 h lorsque la température extérieure passe de -6 °C à $+11$ °C ; le chauffage de base est calculé pour assurer une température intérieure de $+11$ °C pour -6 °C extérieur. Une courbe de fréquences probables des températures moyennes publiée par le distributeur de l'électricité permet de graduer la droite de charge en nombre de jours et en durées journalières, ces dernières étant considérées comme des durées de fonctionnement de nuit exclusivement, dès qu'elles sont égales ou inférieures à 8 heures (utilisation préférentielle des heures creuses). Nous obtenons ainsi une durée d'utilisation du chauffage de base à sa pleine puissance, durée décomposée en heures creuses et heures pleines. Dans l'exemple choisi, nous trouvons :

$n_1 = 520{,}10$ heures creuses $(1 \times 8{,}0 + \ldots + 4 \times 8{,}0 + 6 \times 7{,}4 + \ldots + 17 \times 0{,}8)$;

$n_2 = 32{,}30$ heures pleines $(1 \times 6{,}0 + \ldots + 4 \times 0{,}2)$.

La consommation annuelle du chauffage de base, pour une puissance installée P_{iB} (en kilowatts) est donc : $Q_B = (n_1 + n_2)\,P_{iB}$, dont : $n_1\,P_{iB}$ en heures creuses et $n_2\,P_{iB}$ en heures pleines.

La consommation totale Q (base + appoint) ayant été estimée au moyen de la formule (1) (paragraphe 7.2), la consommation du chauffage complémentaire direct est donc égale à la différence : $Q_D = Q - Q_B$, qui doit être répartie en postes tarifaires suivant la règle énoncée au paragraphe 7.3.

Pour permettre l'application de cette méthode de calcul, des cartes indiquant les fréquences probables des températures moyennes dans un certain nombre de stations météorologiques ont été établies. Pour des installations de montagne trop éloignées des stations connues, il faut utiliser des résultats statistiques (fréquences probables des températures moyennes en fonction de l'altitude), il est ainsi possible d'obtenir des estimations suffisamment approchées des consommations du chauffage de base.

7.5. Remarque. — Les degrés-jours unifiés normaux sont établis et publiés pour une période conventionnelle de 232 jours (du 1er octobre au 20 mai). Il est certain que le chauffage tout électrique, du fait de sa souplesse et de sa facilité de mise en service, sera appelé à fonctionner en dehors de cette période conventionnelle. Les consommations, établies par les méthodes exposées ci-dessus, pourraient sembler sous-estimées. Mais, en contrepartie de cette consommation « hors saison de chauffe », il faut considérer qu'il y a surestimation des besoins pendant la période conventionnelle de chauffage du fait justement de la souplesse de régulation. C'est pourquoi, faute de pouvoir estimer ces excès et défauts de consommation, il peut être considéré qu'il y a compensation entre l'estimation trop élevée du 1er octobre au 20 mai et celle qui découlerait des degrés-jours correspondant à la période allant du 21 mai au 30 septembre. Cela permet, en outre, de raisonner sur des bases identiques à celles qui devraient être utilisées par les autres énergies (D.T.U.-65-5 : *Prescriptions provisoires relatives aux marchés d'exploitation de chauffage et de distribution des fluides thermiques ;* cahiers du C.S.T.B.).

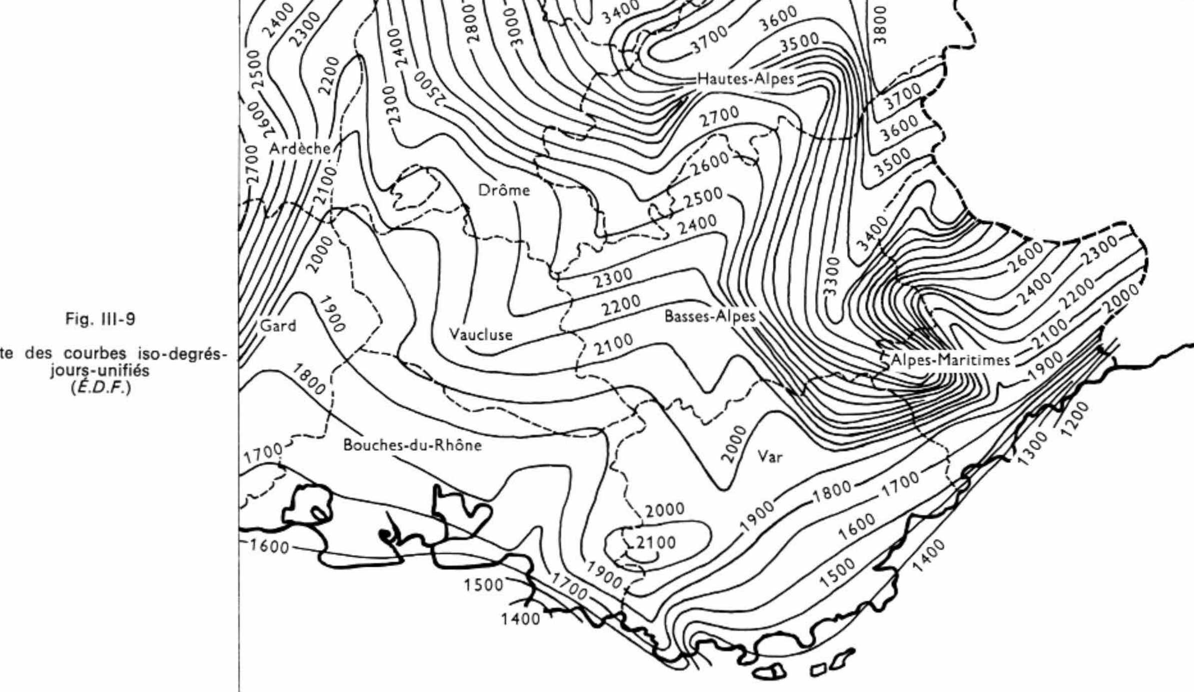


Fig. III-9

Carte des courbes iso-degrés-jours-unifiés (*É.D.F.*)

CHAPITRE IV
PRODUCTION ÉLECTRIQUE DU FROID

1. INTRODUCTION

Produire du froid, c'est abaisser la température d'une enceinte ou d'un corps, c'est-à-dire lui enlever de la chaleur. Dans les réfrigérateurs ménagers, ce résultat est obtenu par la vaporisation d'un liquide facilement liquéfiable appelé **fluide frigorigène** (la vaporisation d'un liquide nécessite l'absorption d'une quantité de chaleur; V. t. 1, Thermodynamique, chap. 3). Cette vaporisation est associée à l'aspiration des vapeurs émises, leur compression puis leur condensation en vue d'un nouveau cycle; la circulation du fluide frigorigène se fait ainsi dans un circuit parfaitement étanche.

Le froid produit par une machine frigorifique, c'est-à-dire la quantité de chaleur absorbée à l'intérieur de l'enceinte à refroidir, s'exprime en **frigories.** La frigorie (symbole: fg) est la quantité de chaleur qu'il faut enlever à une masse de 1 kilogramme d'eau à 15 °C pour abaisser sa température de 1 °C (1).

Les puissances frigorifiques développées par les machines frigorifiques sont extrêmement diverses; très faibles pour les machines équipant les réfrigérateurs ménagers (70 à 150 frigories par heure), elles peuvent atteindre 8 et même 10 000 000 de frigories par heure pour celles équipant les centrales de conditionnement d'air de locaux industriels.

La production du froid pouvant être réalisée au moyen de deux procédés différents, nous sommes conduits à classer les appareils producteurs de froid en:

— appareils à absorption;
— appareils à compression.

2. APPAREILS À ABSORPTION

Les machines frigorifiques dites à **absorption** sont des machines frigorifiques purement statiques donc parfaitement silencieuses. Le fluide frigorigène utilisé dans ces appareils est l'ammoniac obtenu directement à l'intérieur du circuit par dégazage d'une solution binaire eau-ammoniac. Le fonctionnement de ces appareils (fig. IV-1) est le suivant: une solution riche en ammoniac est chauffée

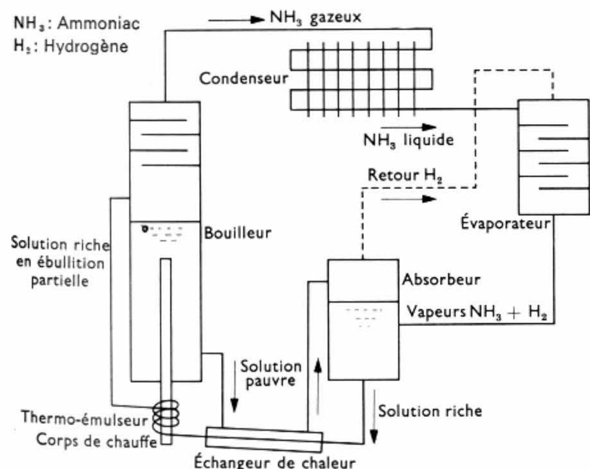


Fig. IV-1 — Principe d'une machine à absorption

électriquement dans un récipient appelé **bouilleur.** Il se produit un dégagement de gaz ammoniac sous une pression qui dépend de la température de la solution bouillante mais qui est voisine de 10 bars (10^6 Pa). Le gaz ammoniac anhydre se condense ensuite dans un **condenseur** refroidi par circulation d'eau dans les machines industrielles et par circulation naturelle d'air dans les machines ménagères. Le liquide formé est acheminé vers **l'évaporateur** où il se vaporise à basse pression (environ 3 bars) et à basse température, *produisant le froid désiré.* Les vapeurs formées sont dirigées vers un **absorbeur** où par **dissolution** elles enrichissent la solution appauvrie qui provient du bouilleur; la solution ainsi enrichie est alors renvoyée au bouilleur pour un nouveau cycle. Pour que le cycle soit complet et afin d'obtenir un fonctionnement continu, il faut compenser la différence de pression existant entre l'ensemble évaporateur-absorbeur et l'ensemble bouilleur-condenseur. Sur les machines industrielles cette compensation est obtenue à l'aide d'une pompe; cette solution étant à éliminer dans les machines ménagères (pour éviter le bruit) cette compensation de pression est réalisée dans ce cas en introduisant à l'intérieur du circuit un gaz neutre: de l'hydrogène. Il permet de rétablir l'équilibre des pressions dans le circuit en vertu de la loi de Dalton (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 3). La circulation du liquide et des vapeurs ammoniacales ainsi que celle de la solution pauvre se font par gravité. Pour assurer l'alimentation du bouilleur en partie haute avec la solution riche en ammoniac, celle-ci est partiellement vaporisée dans un **thermo-émulseur,** enroulé sur une partie du corps de chauffe. Des bulles de vapeur se forment et provoquent la montée de la solution. L'ensemble de ce dispositif est professionnellement appelé **agrégat.**

3. APPAREILS À COMPRESSION

Dans les machines à compression, la circulation du fluide frigorigène est obtenue à l'aide d'un compresseur mécanique. Le fluide frigorigène utilisé est un dérivé chloré et fluoré du méthane: le dichlorodifluorométhane plus simplement désigné par la référence R 12 et communément appelé (à tort) Fréon 12 (1). Dans ces appareils, les vapeurs de fluide frigorigène, produites dans l'évaporateur, sont aspirées au moyen des pistons du motocompresseur hermétique et refoulées dans le condenseur. Elles sont alors refroidies, par circulation d'air naturelle dans les machines desservant les armoires ménagères, par circulation d'air forcée dans les machines desservant les congélateurs et les conditionneurs d'air individuels. Ce refroidissement provoque leur condensation; le liquide formé est détendu dans un tube capillaire par chute de pression

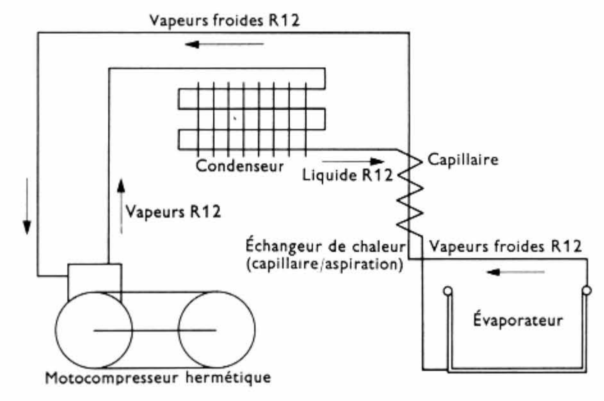


Fig. IV-2 — Schéma d'un système frigorifique ménager à compression

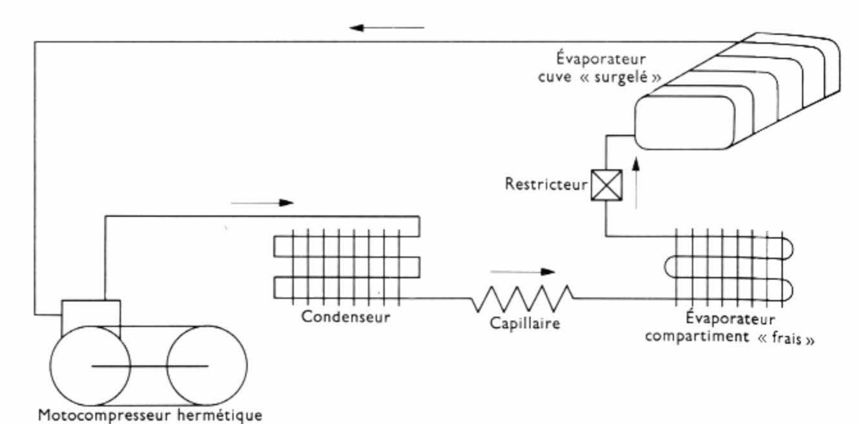
continue avant d'être introduit dans l'évaporateur où il se vaporise *en absorbant la chaleur de l'enceinte et des denrées entreposées.* Afin de retarder la vaporisation du liquide dans le tube capillaire, celui-ci est soudé sur la tuyauterie d'aspiration et, dans l'échangeur de chaleur ainsi formé, les vapeurs froides refroidissent le liquide dont la température est plus élevée. L'ensemble ainsi décrit est appelé **unité hermétique scellée** (fig. IV-2).

(1) La frigorie est en fait une kilocalorie négative, elle équivaut donc à — 4 185,5 joules.

(1) L'appellation « Fréon » — marque commerciale déposée — est réservée aux dérivés chlorofluorés du méthane et de l'éthane fabriqués par Dupont de Nemours.

Fig. IV-3

Schéma d'un système frigorifique ménager à compression à deux températures



4. SYSTÈMES À DEUX TEMPÉRATURES

Le développement de la vente des produits surgelés a amené les fabricants à prévoir des réfrigérateurs ménagers comportant un compartiment spécial pour la conservation des denrées surgelées.

Les températures de conservation étant évidemment bien différentes de celles des produits frais, les dispositifs équipant ces réfrigérateurs doivent permettre le maintien de ces températures différentes. Ils sont appelés **systèmes à deux températures** (fig. IV-3).

Comme dans le dispositif précédent, les vapeurs de fluide frigorigène comprimées sont liquéfiées dans le condenseur à refroidissement par air. Par l'intermédiaire d'un tube capillaire, le liquide formé est envoyé dans un évaporateur placé dans le *compartiment à denrées fraîches ;* la quantité de liquide arrivant à cet évaporateur est telle qu'une partie seulement est vaporisée. Ce mélange liquide-vapeur, très riche en liquide, est détendu à nouveau dans un **restricteur** avant de pénétrer dans l'évaporateur du *compartiment à denrées surgelées.* Il se vaporise alors totalement avant d'être aspiré par le motocompresseur hermétique.

5. CONCEPTION ET RÉALISATION DES RÉFRIGÉRATEURS MÉNAGERS

Les réfrigérateurs ménagers, quel que soit le type du dispositif producteur de froid dont ils sont équipés, se présentent sous la forme d'une armoire métallique divisée en deux compartiments (fig. IV-4) : le compartiment supérieur soigneusement calorifugé est destiné à recevoir les denrées à conserver et l'évaporateur ; le compartiment inférieur contient la machinerie à l'exception de l'évaporateur. La porte fermant le compartiment des denrées est elle-même calorifugée ; sa fermeture est parfaitement hermétique grâce à un joint d'étanchéité qui est comprimé contre le pourtour de la façade du compartiment à denrées lorsque la porte est fermée. La cuve intérieure du compartiment à denrées peut être réalisée en matière plastique formée sous vide ou en acier émaillé vitrifié à chaud. La partie intérieure de la porte ou contre-porte est aménagée pour permettre le rangement de certaines denrées et boissons.

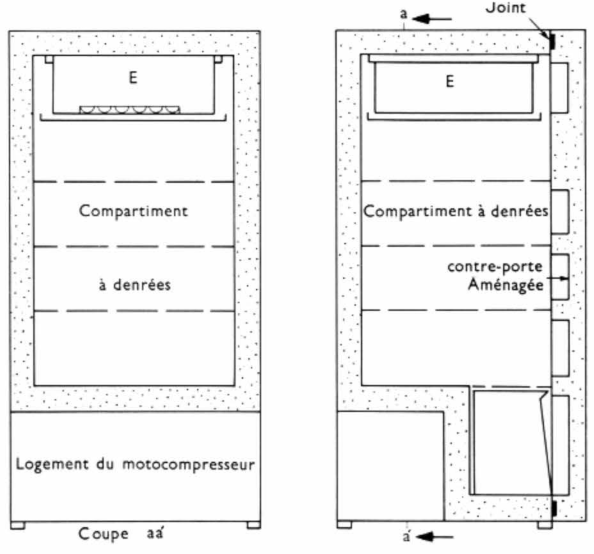


Fig. IV-4 — Coupes schématiques d'un réfrigérateur ménager à une température

Le motocompresseur hermétique (fig. IV-5) est monté sur des amortisseurs empêchant la transmission des vibrations. Le fonctionnement silencieux du compresseur est obtenu en disposant sur le compresseur lui-même des silencieux d'aspiration et de refoulement.

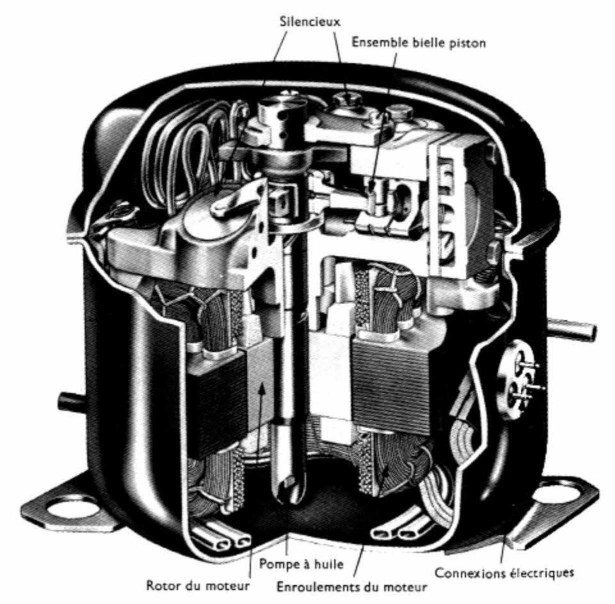


Fig. IV-5 — Motocompresseur hermétique ménager (*Unité Hermétique*)

La puissance électrique absorbée par les motocompresseurs est voisine de 100 à 150 watts ; elle dépend de la capacité intérieure du réfrigérateur. Dans les appareils à absorption la puissance électrique absorbée par l'élément chauffant est plus grande ; toutefois, pour obtenir le label de qualité, les consommations électriques doivent rester inférieures à un maximum déterminé, fonction de la capacité brute du réfrigérateur et de la classe de celui-ci (climats tempérés ou climats tropicaux). À titre indicatif, pour un réfrigérateur de 200 dm³ de volume brut, les consommations journalières maximales sont respectivement : 3 200 Wh pour la classe tempérée et 4 600 Wh pour la classe tropicale.

Quel que soit le type du réfrigérateur ménager, la température intérieure est réglable au gré de l'usager ; elle est maintenue à la valeur désirée (entre 0 et + 8 °C, par exem-

ple) grâce à un thermostat qui commande le fonctionnement du groupe frigorifique. À l'intérieur du réfrigérateur le thermostat provoque la mise en marche du groupe frigorifique lorsque la température dépasse la valeur désirée et l'arrêt lorsque la température est redescendue au niveau préréglé. La température intérieure reste donc comprise entre deux limites très rapprochées d'ailleurs (2 °C d'écart environ).

La basse température qui règne dans le réfrigérateur provoque la condensation de la vapeur d'eau provenant des denrées et de l'air qu'il contient. Sur l'évaporateur il se forme une couche de givre dont l'épaisseur s'accroît peu à peu.

La réfrigération est alors moins rapide et la consommation d'énergie électrique s'accroît inutilement; pour ces raisons il faut procéder au dégivrage de l'évaporateur lorsque la couche de givre atteint 0,5 à 1 cm d'épaisseur. Le dégivrage peut être contrôlé, semi-automatique ou automatique.

Dans tous les cas il faut veiller à ce que l'eau de dégivrage ne se répande pas à l'intérieur du réfrigérateur soit en vidant, après chaque dégivrage, le récipient dans lequel l'eau de fusion du givre est récupérée, soit en surveillant le bon écoulement de cette eau à l'extérieur de l'armoire si un dispositif d'évacuation automatique est prévu.

6. RÉFRIGÉRATEUR À UNE TEMPÉRATURE

C'est le réfrigérateur classique (V. fig. IV-4) dans lequel l'évaporateur en forme de U plus ou moins large est placé à la partie supérieure du compartiment à denrées. À l'intérieur de l'évaporateur peuvent se placer plusieurs bacs métalliques compartimentés par une herse et destinés à la fabrication de la glace; ces tiroirs métalliques peuvent être remplacés par des petits mouleaux en matière plastique placés dans une grille support. L'avantage de ces mouleaux sur le bac métallique réside dans le fait qu'ils peuvent être démoulés individuellement alors qu'un démoulage partiel d'un bac métallique n'est pas possible. En dessous de l'évaporateur, plusieurs clayettes métalliques, placées à hauteurs réglables, permettent de placer des denrées plus ou moins près de la source de froid en tenant compte de leur nature; à la partie inférieure, un bac à légumes, fermé par la dernière clayette, permet d'éviter une déshydratation trop rapide de ceux-ci. La contre-porte est aménagée. En partie basse, peuvent être disposées des bouteilles normales; au-dessus des balconnets permettent de placer des petites bouteilles, des yaourts, etc., et des alvéoles sont prévus pour recevoir des œufs; en partie haute se trouvent des logements pour un beurrier et pour un coffre à fromages.

Sur certains réfrigérateurs un cordon chauffant est placé dans le beurrier afin d'éviter un durcissement exagéré du beurre dû à une réfrigération trop intense du compartiment intérieur de l'armoire.

7. RÉFRIGÉRATEUR À DEUX TEMPÉRATURES

Les réfrigérateurs modernes pourvus d'une enceinte à basse température pour la conservation de produits surgelés comportent deux compartiments desservis par des portes différentes (fig. IV-6).

— *Compartiment à denrées fraîches :* le refroidissement est obtenu non plus par un évaporateur-fabrique de glace comme dans les réfrigérateurs à une température mais par un serpentin placé à la partie supérieure du fond du réfrigérateur. Des lames métalliques fixées sur le serpentin augmentent la surface émissive de celui-ci tout en le protégeant contre les chocs éventuels. L'aménagement de ce compartiment et de la contre-porte qui le dessert sont identiques à ceux d'un réfrigérateur à une température.

— *Enceinte à produits surgelés :* cette enceinte est constituée essentiellement par l'évaporateur-refroidisseur qui affecte la forme d'une cuve ouverte à sa partie avant et sur laquelle est roulé le serpentin dans lequel le fluide frigorigène s'évapore. Les produits surgelés à conserver longtemps sont placés à même cette cuve, une clayette métallique placée en partie haute reçoit les bacs destinés à la fabrication de la glace. La contre-porte est aménagée pour permettre le stockage d'un ou deux paquets de pro-

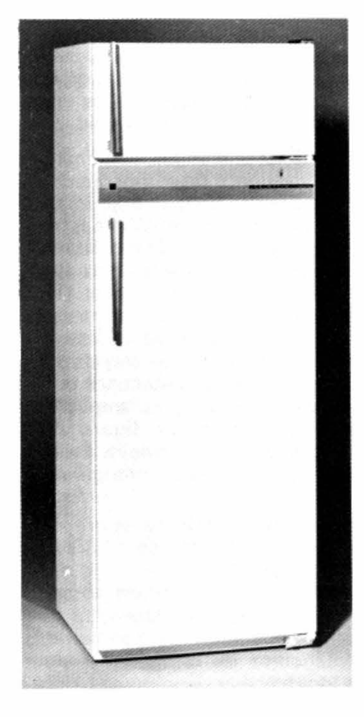


Fig. IV-6

Réfrigérateur ménager à deux températures (*Frimatic*)

duits destinés à être consommés plus rapidement et pour assurer la mise en réserve de glaçons dans le cas d'une consommation intensive. La température de ce compartiment est maintenue à une valeur déterminée, choisie par le constructeur: — 6 °C, — 12 °C, — 18 °C (V. § 9).

Dans ces réfrigérateurs le dégivrage ne concerne que l'évaporateur du compartiment à denrées fraîches. Il est obtenu automatiquement à l'arrêt de la machine et l'eau de fusion du givre, peu abondante en raison de la fréquence des dégivrages, est évacuée à l'extérieur du réfrigérateur ou est évaporée.

8. CAPACITÉ-CHARGEMENT

Les capacités intérieures des réfrigérateurs disponibles dans le commerce sont généralement comprises entre 100 et 300 dm³. Il est possible de trouver de plus faibles capacités ou de plus importantes; des armoires de 500 à 750 dm³ sont très souvent utilisées dans les exploitations agricoles. La capacité d'un réfrigérateur ménager doit être fonction du nombre de personnes vivant au foyer mais ce n'est pas le seul critère déterminant. Il faut également tenir compte de la facilité d'approvisionnement et des conditions de vie de la famille. Pour un même nombre de personnes vivant au foyer, en milieu urbain où les achats peuvent être effectués journellement, il est logique d'utiliser un réfrigérateur de capacité moindre que dans un foyer où les achats sont réalisés une fois par semaine seulement.

De même, en milieu rural, il faut tenir compte des possibilités d'approvisionnement.

En résumé, il faut que la capacité du réfrigérateur soit telle qu'elle puisse répondre à tous les besoins du ménage compte tenu de son mode de vie. Parce que les services rendus par un réfrigérateur sont trop souvent sous-estimés, les réfrigérateurs choisis ont des capacités trop faibles.

À titre indicatif, pour un foyer domestique, il est prudent de prendre comme capacité de base 40 à 50 dm³ par personne vivant au foyer; le chiffre inférieur est à prendre en considération pour une famille nombreuse et le chiffre supérieur lorsque le foyer ne compte que deux ou trois personnes. En se basant sur ces valeurs, les capacités des réfrigérateurs ménagers à utiliser devraient être les suivantes:

— pour deux à trois personnes: 100 à 150 dm³;
— pour trois à quatre personnes: 140 à 180 dm³;
— pour quatre à six personnes: 180 à 300 dm³.

Il faut noter que les réfrigérateurs à deux températures fabriqués ont généralement des capacités égales ou supérieures à 250 dm³. Des armoires frigorifiques de plus grande capacité (1 à 3 m³) sont également utilisées par les commerçants à qui elles servent de petites chambres froides.

La capacité d'un réfrigérateur est une chose, son chargement en est une autre et l'utilisation d'un réfrigérateur de capacité convenable, non surchargé, peut être source de déboires si certaines règles d'utilisation ne sont pas respectées. À l'intérieur du réfrigérateur, la circulation de l'air froid se faisant comme l'indique la flèche de la figure IV-4, la zone la plus froide se situe près de l'évaporateur. Dans le réfrigérateur les températures croissent du haut vers le bas et les denrées devront être disposées en choisissant les conditions de conservation optimales. Les clayettes en fils métalliques ne doivent pas être rendues étanches par la mise en place de papiers, toiles cirées, etc., qui empêchent la circulation rationnelle de l'air froid. La figure IV-7 montre un exemple de chargement pour armoire à deux températures. Une bonne utilisation d'un réfrigérateur impose donc :

— de n'entreposer que des denrées fraîches et propres ;
— de nettoyer les aliments et éplucher les légumes avant de les placer dans le réfrigérateur ;
— de ne pas entraver la circulation de l'air en obturant les clayettes avec des papiers ou des emballages ;
— de tenir compte de la circulation de l'air et des différentes températures intérieures du réfrigérateur pour déterminer l'emplacement logique des denrées aux différents étages du réfrigérateur ;
— de protéger les aliments contre la déshydratation et contre les odeurs pouvant émaner de certaines denrées en utilisant des emballages appropriés (sachets en polyéthylène, par exemple).

Moyennant ces quelques précautions élémentaires, l'utilisateur obtiendra le maximum de service de son réfrigérateur.

9. AVANTAGES DU RÉFRIGÉRATEUR MÉNAGER

Le réfrigérateur ménager a pour objectif principal la conservation des aliments frais destinés à la consommation familiale ; mais bien que son rôle essentiel soit d'empêcher l'altération des denrées crues ou cuites (viandes, poissons, laitages, bouillons, fruits, légumes, etc.), il permet également la production de glace, le rafraîchissement des boissons, la préparation des sorbets, des crèmes glacées, etc.

Ainsi, par le fait qu'il supprime les pertes par altération des denrées conservées et qu'il permet l'acquisition opportune de produits d'alimentation (sans que la date de consommation soit une préoccupation primordiale), le réfrigérateur ménager joue-t-il un rôle essentiel dans un foyer tant au point de vue de l'économie ménagère qu'au point de vue d'une alimentation rationnelle. Aussi son prix d'achat se trouve-t-il amorti très rapidement par ces avantages indéniables.

Remarque : Marque Nationale NF Froid. La marque nationale NF Froid (ou label de qualité) a pour but de désigner au public le matériel établi conformément aux normes françaises homologuées, c'est-à-dire présentant un ensemble de qualités de fonctionnement, de rendement, de durabilité, de sécurité, de commodité et d'aspect.

La marque est matérialisée par une estampille métallique (fig. IV-8) fixée sur le meuble agréé et portant le monogramme NF Froid en blanc sur fond bleu pour les climats tempérés (température ambiante + 32 °C) et sur fond rouge pour les climats tropicaux (température ambiante + 43 °C). Cette marque est délivrée aux appareils ayant subi les essais prévus par la norme NF D 38-005. En sus de cette marque de qualité commune à tous les réfrigérateurs, ceux à deux températures comportent une estampille extérieure indiquant la température garantie dans le compartiment pour produits surgelés. Ce label est formé d'une ou plusieurs étoiles disposées de façon apparente sur la porte de ce compartiment :

★	:	compartiment — 6 °C
★★	:	compartiment — 12 °C
★★★	:	compartiment — 18 °C

10. CONGÉLATEURS DOMESTIQUES

En milieu rural (beaucoup plus rarement en milieu urbain) se développe actuellement l'utilisation de congélateurs domestiques dont la capacité de stockage est comprise entre 150 et 600 dm³. Dans une exploitation agricole familiale ils permettent de conserver pendant de



Fig. IV-7 — Rangement des denrées dans un réfrigérateur ménager (*Vedette*)

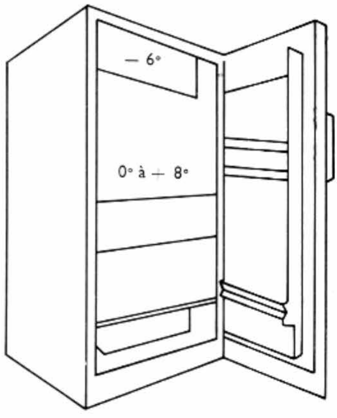


Fig. IV-8

Exemple de réfrigérateur :
1 porte ; 1 étoile
Compartiment à denrées :
0 à + 8 °C
Compartiment à basse température :
— 6 °C
Conservation :
— des surgelés : quelques jours ;
— des glaces : 1 à 2 jours

longs mois, légumes, fruits, viandes, volailles provenant de l'exploitation ainsi que gibiers et poissons dont la saison est courte.

Ces congélateurs se présentent sous forme de coffres horizontaux à ouverture sur le dessus, pouvant recevoir les paquets de denrées à conserver pour leur congélation d'abord et pour leur stockage ensuite. Ils sont équipés de groupes frigorifiques hermétiques silencieux à condensation à air consommant une puissance électrique comprise entre 125 et 500 W. La figure IV-9 représente un de ces congélateurs: les paniers sont destinés à recevoir les denrées déjà congelées; celles à congeler sont disposées le long des parois de la partie libre de la cuve afin d'assurer un contact intime entre les denrées et les parois de la cuve (ceinturée par le serpentin dans lequel s'évapore le fluide frigorigène).

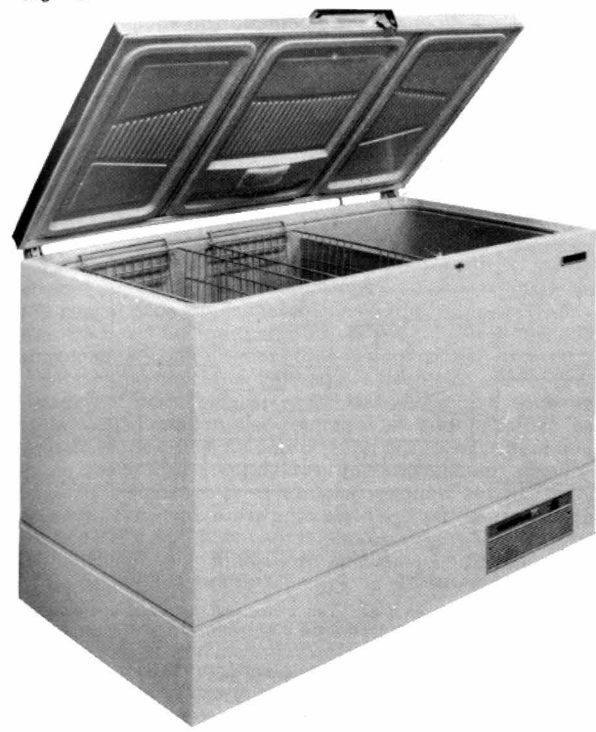


Fig. IV-9 — Congélateur domestique (*Froid Satam Névé*)

L'utilisation d'un congélateur domestique nécessite de la part de l'utilisateur une certaine discipline afin d'obtenir les meilleurs services. Il faut choisir les produits à congeler: produits de valeur qui ne peuvent être trouvés toute l'année à l'état frais (légumes fins, tomates, fruits rouges) ou produits animaux obtenus par abattage à la ferme ou par achats en gros ou gibier. Par ailleurs, il y a lieu de fixer un calendrier de congélation afin de tenir compte des produits à conserver, de leur durée de conservation et des saisons de récolte ou d'abattage. Avant congélation, par une préparation rationnelle, les denrées doivent être mises dans l'état exact de cuisson ou de service immédiat (élimination des déchets). Pour certains produits tels que les fruits et les légumes, une stérilisation de surface (blanchiment) est nécessaire afin d'améliorer leur conservation. De plus, pour que la congélation soit rapide et le rangement facile les paquets préparés doivent être aussi plats que possible.

Le rôle du congélateur étant double — congélation, d'une part et conservation, d'autre part — deux régimes de marche sont nécessaires. La plupart des congélateurs comportent un commutateur permettant de mettre l'appareil en marche continue pendant les périodes de congélation (la température dans la cuve descend alors en dessous de — 25 °C) et en marche normale, pendant les périodes de conservation (la température réglée par thermostat est alors maintenue à — 18 °C). Des voyants lumineux sont utilisés pour contrôler le fonctionnement et obtenir une parfaite sécurité de marche.

Congélation et conservation : La rapidité de la congélation conditionnant la qualité des produits congelés et conservés, la quantité maximale de denrées à introduire dans l'appareil, en 24 heures, en vue de leur congélation est de 6 kg par 100 dm³ de capacité du congélateur.

La durée de conservation des produits congelés dans ces conditions est variable suivant leur nature et le tableau ci-dessous fournit quelques durées de conservation à — 18 °C (seuils à ne pas dépasser).

Crèmes glacées	1 à 2 mois
Pain, pâtisserie	1 à 2 mois
Plats préparés	1 à 2 mois
Poissons gras	1 à 3 mois
Crème fraîche	3 à 4 mois
Charcuterie	4 à 6 mois
Poissons maigres	4 à 6 mois
Volailles grasses	5 à 6 mois
Beurre	6 à 8 mois
Viande de porc	6 à 8 mois
Volailles maigres	8 à 10 mois
Légumes	8 à 12 mois
Fruits	8 à 12 mois
Viande de bœuf	8 à 12 mois

En pratique, il est rare que les produits soient conservés aussi longtemps car leur consommation commence bien souvent quelques jours après leur congélation; seuls les derniers paquets risquent d'atteindre leur durée limite de conservation.

À titre indicatif signalons que dans un congélateur de 500 dm³, qui peut contenir au total 300 kg de produits, il est possible de congeler (en charges successives) 600 à 900 kg de produits en un an.

Les congélateurs qui ont satisfait aux essais imposés par l'Association Technique de la Réfrigération (A.T.R.) bénéficient d'une estampille attestant de leurs qualités fonctionnelles (Agrément A.T.R.).

11. CLIMATISATION INDIVIDUELLE

Depuis le début de sa présence sur terre l'homme n'a cessé de s'organiser, tant bien que mal, contre la chaleur, le froid, les intempéries et cela de diverses façons, notamment:

— par certaines évolutions physiques;

— par le port de vêtements adaptés... ou en n'en portant pas;

— en choisissant convenablement l'exposition, la ventilation ou l'isolation de son habitat.

Tous les efforts, tant naturels qu'artificiels, ne lui ont jamais permis d'atteindre un confort idéal, bien-être que certains définissent comme étant « un état psychologique caractérisé par une disposition agréable du corps et de l'esprit ». En fait, actuellement, il est admis qu'un individu est placé dans une position de « confort » lorsqu'il ne ressent aucune gêne sensorielle, tant en état d'éveil que de sommeil et lorsque, étant en état d'éveil, il a la possibilité de concentrer ses facultés physiques ou intellectuelles avec facilité. Cette notion de confort est évidemment subjective et elle varie d'un individu à un autre suivant la morphologie du sujet. Cependant, dans tous les cas, le but final de cette recherche de confort est la défense du corps humain contre les effets thermiques.

Le corps humain est un générateur de chaleur dont le combustible est constitué par les aliments; les réactions chimiques provoquées par la décomposition des aliments produisent de la chaleur dans le corps, notamment dans les muscles et dans les organes internes. Cette production de chaleur étant continue, il est indispensable qu'une partie d'entre elle soit évacuée afin que la température centrale du corps humain reste constante et proche de 37 °C. L'évacuation de cette chaleur se fait naturellement par les trois modes classiques de transmission de chaleur, soit:

— *par rayonnement:* le corps rayonne de la chaleur directement vers toutes les surfaces plus froides qui l'entourent;

— *par évaporation :* c'est le phénomène physiologique de transpiration (ce qui ne veut pas obligatoirement dire sudation); c'est le principal instrument de la thermorégulation humaine;

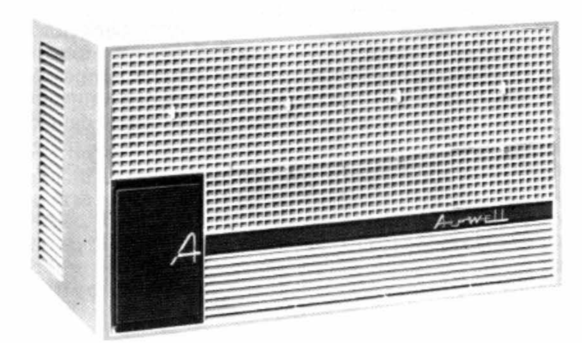


Fig. IV-10 — Conditionneur d'air monobloc (2 300 à 5 000 fg/h) (*Airwell*)

— *par convection :* entre l'air et la surface cutanée du corps ; ce mode de transmission peut être plus ou moins freiné par le port des vêtements d'ailleurs.

La climatisation a donc pour but de créer une ambiance telle que la chaleur puisse être évacuée au fur et à mesure de sa production et cela sans surcroît de fatigue pour l'homme.

La quantité de chaleur produite par le corps humain dépend essentiellement de l'activité du sujet : elle est d'environ 100 kcal/h pour un homme moyen immobile et elle peut passer à près de 500 kcal/h pour le même sujet se livrant à une activité intense. Cette émission de chaleur peut entraîner une élévation de la température ambiante du local où se trouve le sujet, freinant ainsi les échanges de chaleur par convection, d'autant plus qu'ils sont également influencés par les mouvements de l'air ambiant ; de plus, l'humidité relative de l'air, en favorisant ou en contrariant le phénomène de transpiration, joue un rôle primordial dans la notion de confort. C'est pourquoi la recherche du confort conduit de plus en plus à traiter l'air des locaux occupés.

Climatiser une enceinte consiste donc à maintenir constants la *température de l'air, son humidité relative* et son mouvement de circulation quelles que soient les variations des conditions extérieures.

Une climatisation intégrale des locaux ne peut rentablement se concevoir que sous la forme d'une installation excessivement complexe et desservant tous les locaux d'un immeuble à usage de bureaux, par exemple. Au contraire, en simplifiant les fonctions dévolues à l'installation de climatisation, il est possible de maintenir une sensation de « confort » dans des bureaux individuels. Ces appareils dénommés *climatiseurs individuels* (fig. IV-10) se placent dans l'embrasure d'une fenêtre s'ils sont à condensation à air ou dans la pièce même s'ils sont à condensation à eau. Dans ce dernier cas, ils nécessitent une adduction et une évacuation d'eau de condensation.

Quel qu'en soit le modèle, ces petits climatiseurs assurent les fonctions suivantes : filtration de l'air, rafraîchissement, déshumidification, reprise d'air « neuf », évacuation d'air vicié et, éventuellement, chauffage. Ils sont équipés de groupes frigorifiques hermétiques silencieux. Ces climatiseurs individuels ont une puissance frigorifique comprise entre 2 000 et 5 000 fg/h et ils absorbent une puissance électrique de 1 100 à 2 400 watts. La consommation électrique dépend essentiellement des conditions climatiques extérieures et bien entendu de la forme et de l'orientation du local à climatiser. Certains modèles munis d'un système de chauffage électrique (ou équipés pour un fonctionnement réversible en « pompe à chaleur ») permettent d'assurer un chauffage d'appoint en saison hivernale. De tels appareils peuvent assurer la climatisation de pièces de 25 à 100 m³.

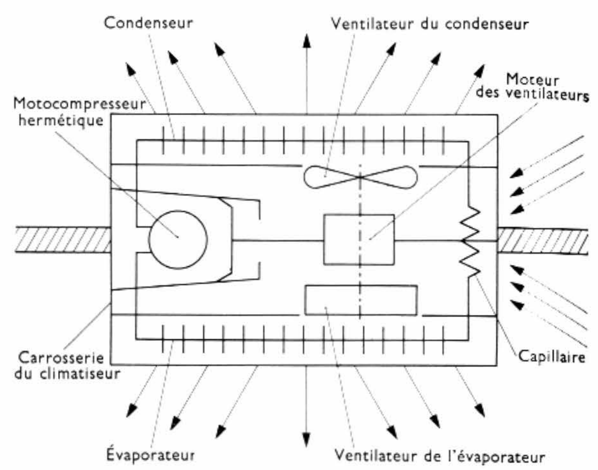


Fig. IV-11 — Mise en place d'un climatiseur à travers une cloison ; l'évaporateur est placé à côté pièce à climatiser

La figure IV-11 représente le schéma du circuit frigorifique et des circuits d'air intérieur et extérieur d'un climatiseur de bureau monté sur une cloison extérieure et la figure IV-12 une vue perspective d'un tel climatiseur.

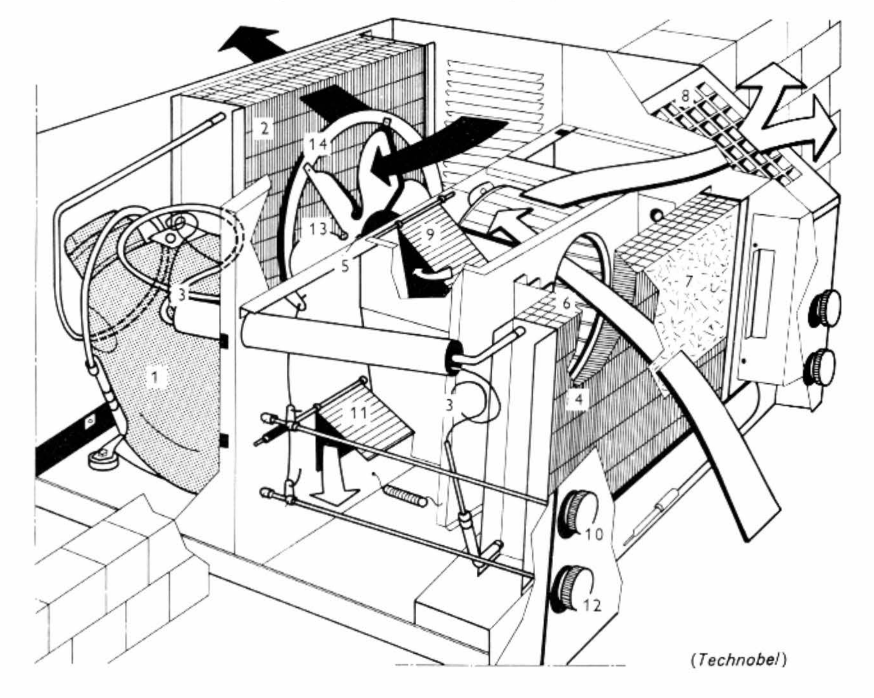


Fig. IV-12

Le compresseur (1), semblable à celui d'un réfrigérateur mais de 10 à 20 fois plus puissant, comprime dans le condenseur (2) un gaz rare, le fréon, qui s'y liquéfie. Celui-ci se détend par l'intermédiaire d'un capillaire (3) dans l'évaporateur (4). Il y a production intense de froid dans l'évaporateur en même temps qu'il y a production de chaud dans le condenseur (principe de Carnot).
Commandée par un moteur électrique (5), la turbine centrifuge (6) aspire l'air de la pièce qui a été auparavant purifié par le filtre (7). L'air passe entre les ailettes en aluminium de l'évaporateur (remarquer la grande surface de refroidissement) où il est rafraîchi et débarrassé de son excès d'humidité. Il est redistribué dans la pièce par les 4 déflecteurs (8). Orientables et autonomes, ils diffusent l'air rafraîchi dans toutes les directions.
Le volet 9, commandé par le bouton 10, permet d'évacuer à l'extérieur les odeurs et fumées de la pièce. Le volet (11) commandé par le bouton (12) apporte à volonté de l'air frais extérieur sans ouverture des fenêtres.
Le ventilateur (13) aspire l'air extérieur et le projette sur le condenseur pour le refroidir. La collerette (14) du ventilateur recueille l'humidité venue de l'intérieur et la pulvérise sur les ailettes du condenseur pour accélérer son refroidissement.

(*Technobel*)

APPLICATIONS AGRICOLES DE L'ÉLECTRICITÉ

1. INTRODUCTION

Par l'amélioration des conditions de vie et de travail et par l'augmentation du rendement, l'électricité joue un rôle capital dans l'agriculture. Dans l'exploitation moderne, elle est devenue indispensable et les bénéfices de son emploi se rencontrent dans tous les domaines.

En ce qui concerne l'élevage, l'électricité est utilisée notamment pour la conservation des aliments, le séchage et la déshydratation des fourrages et pour chauffer les abris du jeune bétail. La dépréciation des récoltes peut être évitée malgré des conditions météorologiques défavorables et le stockage est rendu plus rationnel et plus facile. Grâce à l'éclairage, il est possible d'agir sur la croissance des végétaux en influant sur la photosynthèse. Par ailleurs, le traitement par irradiation améliore sensiblement la conservation de certains légumes, la pomme de terre par exemple.

Les cultures maraîchères et florales imposent souvent une grande consommation d'énergie électrique mais des résultats spectaculaires sont obtenus en chauffant les sols dans les régions au climat tempéré (il est ainsi possible de récolter des laitues en décembre ou des melons au début de mai).

L'électricité est également indispensable en aviculture pour les couveuses, les poussinières et les incubateurs. L'industrie laitière fait largement appel à l'électricité à tous les stades, aussi bien pour la traite que pour la transformation en beurre ou en fromages et que pour le stockage (dans les réfrigérateurs ou les congélateurs).

Le pompage électrique est également très utilisé en agriculture pour remédier à l'absence d'adduction d'eau et pour l'irrigation.

C'est la généralisation de certaines techniques de pointe et la nécessité de fournir au consommateur des produits de qualité tout au long de l'année qui entraînent cette utilisation importante de l'énergie électrique dans l'agriculture.

2. MOTEURS ÉLECTRIQUES UTILISÉS POUR LES APPLICATIONS AGRICOLES

Les moteurs utilisés en agriculture sont essentiellement :

— des *moteurs asynchrones à rotor en court-circuit* à simple, double ou triple cage ;
— des *moteurs asynchrones à rotor bobiné ;*
— des *moteurs universels.*

Rappelons que les moteurs asynchrones doivent être alimentés sous une tension alternative. Au moment du démarrage, les moteurs asynchrones à rotor en court-circuit (à cage) peuvent provoquer des appels de courant très intenses et ils ne doivent être utilisés que pour entraîner des machines ne dépassant pas une puissance de 5 kW. En triphasé, leur démarrage est assuré par un coupleur étoile-triangle (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 12). Les moteurs asynchrones à rotor bobiné ne présentent pas l'inconvénient indiqué ci-dessus mais leur prix de construction est plus élevé ; ils sont surtout utilisés pour les puissances supérieures à 5 kW. Les moteurs universels fonctionnent aussi bien en courant alternatif qu'en courant continu. Ils servent surtout pour entraîner des appareils de faible puissance.

Tous ces moteurs peuvent être caractérisés par leur mode de protection mécanique :

— Les *moteurs protégés* sont à l'abri de la pénétration des corps solides et des projections d'eau, horizontales ou verticales et dirigées vers le bas.
— Les *moteurs fermés* sont protégés également contre les poussières.
— Les *moteurs blindés* ont une carcasse robuste résistant aux chocs.
— Les *moteurs fermés étanches* peuvent résister à une atmosphère saturée d'humidité ou de vapeurs corrosives ; certains peuvent fonctionner dans l'eau.



Exemple de moteur fermé étanche (*C.E.M.*)

Tableau indiquant les puissances moyennes des appareils électriques utilisés pour des applications agricoles

	Matériel	Puissance moyenne en kilowatts	Type de moteur
Puissances inférieures à 1 kW	Congélateur	0,3 à 1	fermé
	Électropompe domestique	0,2 à 1	fermé
	Ventilateur (locaux élevage)	0,1 à 0,8	fermé
	Refroidisseur de lait	0,5 à 1	fermé
	Nourrisseur automatique	0,5 à 1	fermé
	Trieuse d'œufs	0,1 à 0,5	fermé
Puissances comprises entre 1 et 5 kW	Vis élévatrice	1 à 2	fermé
	Monte-gerbes	1 à 3	protégé
	Scie à bûches	1 à 3	fermé
	Moulin à farine	1 à 3	protégé
	Machine à traire	1 à 3	fermé
	Chauffe-eau	1,5 à 5	fermé
	Nettoyeur d'étable	1 à 5	fermé
	Ventilateur (rafraîchissement de serre)	1 à 2	fermé
	Dessileuse	2 à 3	fermé
	Pompe à purin	1 à 3	fermé
	Robot d'alimentation	1 à 3	fermé
	Mélangeuse	3 à 5	fermé
Puissances supérieures à 5 kW	Incubateur	5 à 30	protégé
	Moulin à farine	5 à 15	protégé
	Granuleuse	5 à 15	protégé
	Aéro-engrangeur	6 à 10	protégé
	Aspirateur de fourrage	10 à 15	protégé
	Ventilateur de séchage	5 à 20	protégé
	Électropompe (irrigation)	10 à 100	fermé
	Ensileuse	20 à 50	fermé

Cette diversité permet de choisir judicieusement le moteur en fonction du travail à accomplir. Cependant, pour ce choix, il faut tenir compte de certains autres aspects du problème de l'utilisation de la force motrice :

— vitesse des machines à mettre en mouvement ;
— commande et protection électriques du moteur ;
— accouplement du moteur et de l'appareil d'utilisation.

Les appareils à entraîner n'ont pas toujours des vitesses de rotation semblables à celles des moteurs d'entraînement et il peut être nécessaire d'utiliser des dispositifs réducteurs de vitesse : engrenages, courroies.

Les dispositifs de commande dépendent du moteur ; certains peuvent être mis en marche par la simple fermeture d'un interrupteur, d'autres nécessitent l'intervention d'un coupleur à main (qui permet d'obtenir plusieurs allures et aussi d'inverser le sens de la marche), d'autres, enfin, exigent l'emploi d'un rhéostat de démarrage. Un disjoncteur, qui coupe automatiquement le circuit en cas de surcharge, est toujours utile pour protéger le réseau et le moteur lui-même et éviter toute répercussion fâcheuse. Dans le cas des moteurs triphasés, le disjoncteur assure la coupure des trois phases du circuit d'alimentation pour que la protection soit efficace.

Le problème de l'accouplement des machines ne se pose pas si le moteur est intégré, c'est-à-dire s'il forme bloc avec l'appareil à entraîner. Les transmissions sont alors réduites au minimum ou sont même totalement supprimées. Il n'en est pas de même dans le cas des moteurs portatifs et deux solutions sont couramment retenues. L'accouplement est réalisé :

— soit au moyen d'un *manchon* si les axes peuvent être placés dans le prolongement l'un de l'autre (avec un arbre à cardans, un décalage est possible cependant) ;
— soit à l'aide d'une *courroie*, surtout si les poulies peuvent être bien alignées, si leurs diamètres sont dans un rapport inférieur à cinq et si leur entraxe est au moins égal à trois fois le diamètre de la plus grande poulie. Dans certains cas, l'utilisation de courroies trapézoïdales à un ou plusieurs brins se révèle très commode.

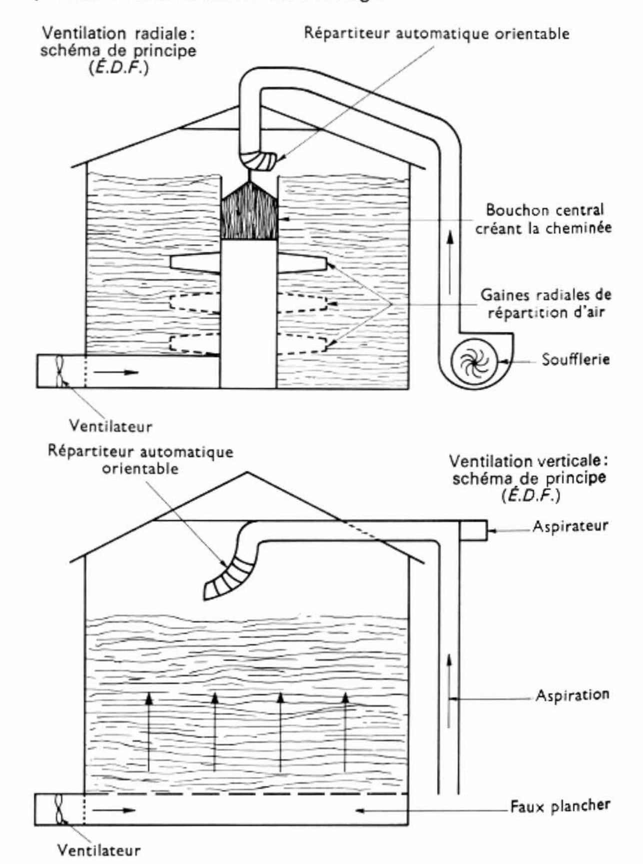
3. LE SÉCHAGE PAR VENTILATION

3.1. Séchage du fourrage. — Pour soustraire le fourrage aux aléas climatiques (le produit restant au maximum 48 heures sur le terrain) et pour éviter les pertes en qualité et surtout en quantité, le produit est rentré alors qu'il contient encore entre 35 et 50 % d'humidité : sa dessiccation s'achève à la ferme par ventilation.

Le séchage par ventilation consiste à faire passer une masse d'air suffisamment sec à travers le fourrage. Au cours de ce passage, l'air se charge de l'eau contenue dans le fourrage et celle-ci est ainsi évacuée progressivement. Dès le début du séchage, à la base du tas de fourrage, se crée une zone d'échange où l'air se charge en eau. Cette zone d'échange est délimitée à sa partie inférieure par le niveau de fourrage dont l'humidité est en équilibre avec l'air et à sa partie supérieure par le niveau de fourrage qui commence à sécher et dont l'humidité est encore à sa valeur initiale. L'épaisseur de cette zone d'échange est fonction de la nature et de l'humidité du produit, des caractéristiques et de la vitesse de l'air ; elle se déplace dans le sens du courant d'air.

Assez rapidement donc, la zone d'échange est précédée d'une zone sèche qui se trouve en équilibre avec l'air et dont la température correspond à la température sèche de l'air et est suivie d'une zone humide dont l'humidité n'a pas encore varié et dont la température correspond pratiquement à la température humide de l'air insufflé (c'est-à-dire que l'humidité relative de l'air dans cette zone est proche de 100 %).

Cette zone d'échange progresse aux dépens de la zone humide et au profit de la zone sèche. Pour un air à caractéristiques fixes et un fourrage déterminé, la vitesse de déplacement de cette zone est théoriquement constante pendant toute la durée du séchage.



3.2. Description d'une installation de ventilation. Une installation de ventilation comporte essentiellement un ventilateur, un réchauffeur et un système de répartition d'air. Deux types de ventilateurs sont utilisés :

— les ventilateurs hélicoïdes ou axiaux ;
— les ventilateurs centrifuges.

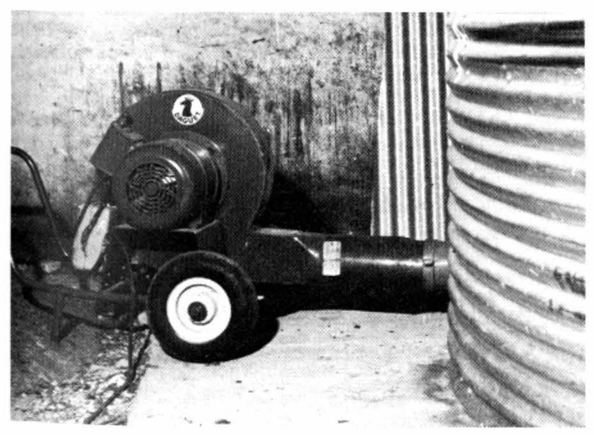
3.2.1. Ventilateurs hélicoïdes ou axiaux. — Le moyeu central, solidaire de l'arbre, porte des pales qui tournent à l'intérieur d'une virole circulaire fixe. Leur fréquence de rotation (appelée souvent vitesse de rotation) est le plus souvent voisine de 1 450 tr/mn. Pour les ventilateurs de diamètre supérieur à un mètre, cette fréquence est réduite en général à 950 tr/mn afin de limiter le niveau sonore. Certains modèles sont prévus avec une volute cylindrique pouvant comporter des aubes appelées *redresseurs de filets d'air*. Il est ainsi possible d'obtenir des pressions relativement plus élevées, un meilleur rendement et, en principe, un fonctionnement moins bruyant. Bien que le prix d'achat de ce type d'appareil soit nettement plus élevé (environ 20 à 30 %) que celui du ventilateur sans volute, la dépense est justifiée pour les puissances assez importantes (supérieures à 10 kW) et surtout lorsqu'un grand nombre d'heures de fonctionnement permet de combler la différence à l'achat grâce à l'économie de consommation électrique réalisée.

3.2.2. Ventilateurs centrifuges. — Les ventilateurs centrifuges se composent d'une roue à aubes tournant dans un carter en forme de volute. Ce carter comporte une entrée suivant l'axe de la roue et une sortie perpendiculaire à cette dernière. Lorsque la roue tourne, l'air rejeté dans la volute est expulsé par la sortie au fur et à mesure qu'il quitte les aubes. En même temps, de l'air est aspiré par le centre pour remplacer celui qui a été refoulé. Le rôle de la volute est de convertir en pression statique la pression dynamique développée à l'extrémité des aubes. L'air pénètre donc axialement, change de direction dans les aubes (90°) et se trouve refoulé radialement.

Dans ces ventilateurs, les aubes peuvent être :

— radiales droites ;
— courbées vers l'avant ;
— courbées vers l'arrière.

L'emploi des ventilateurs hélicoïdes pour la ventilation de fourrage, représente la solution la plus économique : gaine simplifiée, poids, encombrement et prix réduits. Cependant, les ventilateurs centrifuges sont préférables s'il importe d'obtenir des pressions très grandes, un meilleur rendement et un niveau sonore plus faible.



Ventilateur centrifuge (*R. Manson*)

3.3. Déshydratation des fourrages. — L'air chaud est également utilisé pour déshydrater les fourrages.

Les avantages de cette dernière technique sont nombreux : les risques climatiques sont éliminés, le stockage et la distribution sont facilités par le faible volume obtenu et le fourrage est d'excellente qualité parce que récolté dans les meilleurs conditions.

Dans le dispositif employé, l'herbe humide et tronçonnée arrive dans un cylindre horizontal animé d'un mouvement de rotation à la vitesse de 10 à 15 tours par minute, puis tombe dans un courant d'air chaud (température de 600 à 900 °C, vitesse 1,3 à 5 cm/s) qui emporte la plus grande partie de l'eau du végétal. Le produit est ensuite aggloméré sous forme de galettes ou de croquettes. Le pourcentage d'eau résiduel à la sortie est voisin de 10 % alors qu'il atteint 80 % avant l'opération.



Déshydratation du fourrage (*M. Crépin - Revue française de l'Électricité*)

3.4. Séchage des grains. — Il est devenu nécessaire du fait de l'emploi des moissonneuses-batteuses. Les grains sont récoltés alors que leur teneur en eau est comprise entre 17 et 21 % ; pour une bonne conservation, elle doit être ramenée aux valeurs suivantes : 8 à 9 % pour le colza, 14 à 15 % pour l'orge, 15 à 16 % pour le blé.

Deux modes de ventilation sont utilisés :

— La *ventilation de séchage* pour ramener le taux d'humidité initial au taux de conservation (débit mis en œuvre : 100 à 300 mètres cubes par heure et par mètre cube de grains).

— La *ventilation de maintien* qui permet de conserver, pendant une période courte (deux à trois mois), des grains non séchés immédiatement après la récolte (débit : trente mètres cubes par heure et par mètre cube de grains).

La puissance des ventilateurs centrifuges doit être calculée avec précision. En moyenne, on estime qu'il faut 0,2 kW pour 10 tonnes en ventilation de maintien et de 0,3 à 1 kW pour 10 tonnes en ventilation de séchage.

Pour la ventilation, la consommation d'énergie électrique s'élève à environ 20 kWh par tonne de grain séché.

4. LES UTILISATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ EN AVICULTURE

Pour bien mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation de l'électricité en aviculture, il est nécessaire de présenter en premier lieu les conditions à satisfaire pour l'élevage des poussins.

4.1. Conditions normales d'élevage. — Quelle que soit la vigueur des poussins, il est indispensable de disposer d'un local spécialement étudié pour leur élevage : la poussinière doit être séparée du poulailler. Ce local doit :

— être sec et à l'abri des courants d'air ;
— comporter un sol étanche à l'humidité, muni d'un écoulement d'eau et protégé de l'incursion des rongeurs ;
— être bien ensoleillé et pourvu d'un dispositif d'éclairage d'appoint ;

— être suffisamment grand : environ 1 m^2 pour dix poussins ;

— être équipé d'appareils donnant une chaleur réglable, saine (sans dégagement de gaz nocifs) et sans danger d'incendie ;

— être pourvu d'un système de ventilation réglable.

Dans une poussinière, l'hygrométrie relative doit être comprise entre 60 et 70 %, la teneur en gaz carbonique ne doit pas dépasser 0,3 % et celle en gaz ammoniac 0,4 %. Il est recommandé de maintenir la température sous l'éleveuse entre 32 et 35 °C au début de l'élevage, à 30 °C huit jours plus tard et à 25 °C au bout de seize jours. Il faut aussi tenir compte de la température du local où sont les éleveuses : la température optimale du local doit être de 21 °C au début et peut être abaissée à 15,5 °C en six semaines.

La boisson doit être donnée à volonté aux jeunes élèves qui consomment d'autant plus d'eau que leur nourriture est sèche. En règle générale, on admet qu'il faut que la masse d'eau soit deux fois et demie plus grande que celle de la nourriture. Cette eau doit être potable ; elle est donnée à la température de la poussinière ou de l'aire de promenade, dans le cas où les éleveuses par rayonnement sont utilisées.

4.2. Éleveuses fermières. — Les appareils peuvent être groupés en trois catégories : éleveuses-cloches, éleveuses à rayonnement infrarouge, éleveuses à semi-accumulation.

4.2.1. Les éleveuses-cloches. — Elles sont d'un usage courant à la ferme ; elles sont de formes variées et leur chauffage est réalisé, soit par le haut, soit par les côtés. Ces éleveuses sont ouvertes sur un de leurs côtés au moins ; dans tous les types, cette ouverture est obturable par un rideau amovible pour éviter les courants d'air. La chaleur émise par les résistances électriques est partiellement accumulée dans la masse formant plafond et cela donne une bonne sécurité d'emploi (les coupures de courant d'une demi-heure à une heure ne sont pas gênantes). Ces appareils sont construits pour des élevages de cinquante à trois cents poussins.

Les avantages de ces appareils sont :

— l'entière sécurité d'emploi grâce à leur inertie thermique ;

— l'économie de consommation d'énergie, puisque le nombre d'heures de mise sous tension des résistances est limité aux besoins ; il varie selon les différents stades de l'élevage mais la durée moyenne de fonctionnement est voisine de 12 heures par jour ;

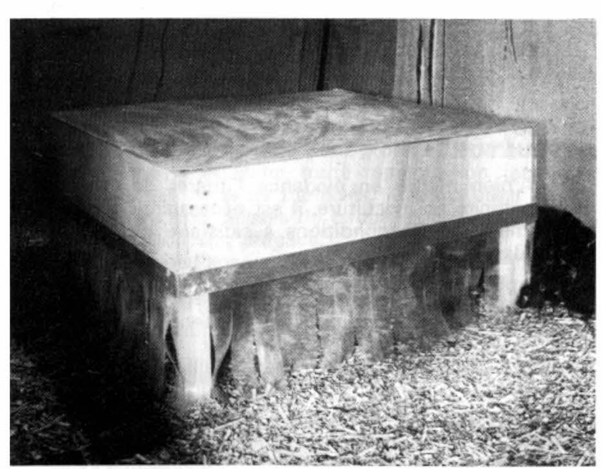
— la solidité très grande (donc l'amortissement peut être établi sur une dizaine d'années).

4.2.2. Les éleveuses à rayonnement infrarouge. — Elles sont de plusieurs types, selon les émetteurs employés :

— lampes à infrarouge à émission lumineuse normale ;

— tubes à infrarouge à émission lumineuse faible ;

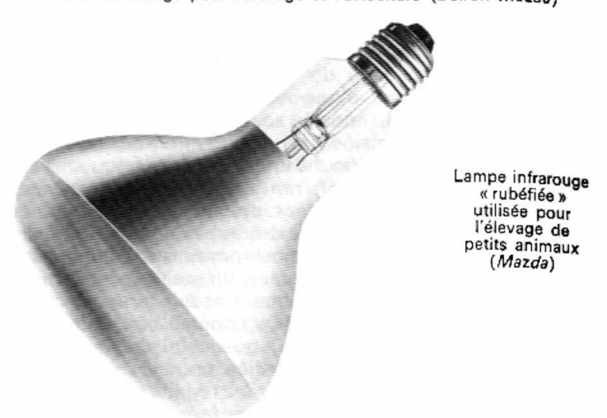
— résistances à infrarouge à émission obscure.



Éleveuse à semi-accumulation (*M. Crépin-É.D.F.*)



Tube infrarouge pour l'élevage et l'aviculture (*Boiron-Mazda*)



Lampe infrarouge « rubéfiée » utilisée pour l'élevage de petits animaux (*Mazda*)

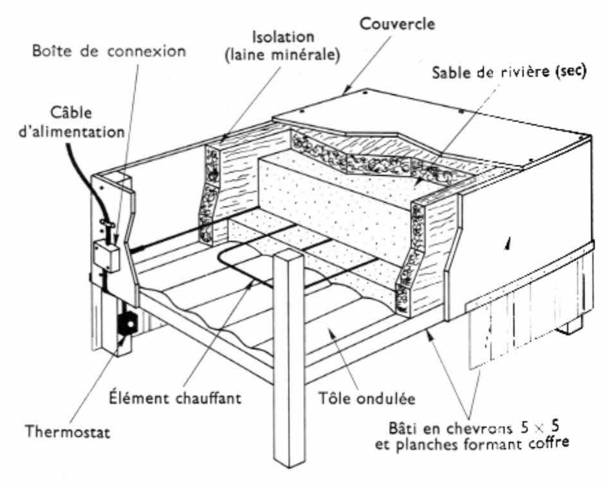
Une lampe à infrarouge comporte un filament de tungstène monté dans une ampoule en verre, sphérique, cylindrique, parabolique ou sphéroparabolique dont la partie supérieure forme réflecteur.

La régulation de la température dans les installations importantes n'a pas été envisagée jusqu'à présent et c'est une grave erreur car la consommation totale d'énergie pourrait être sérieusement diminuée : ainsi elle se rapprocherait de celle des éleveuses-cloches.

La puissance à installer varie de 4 à 5 watts par poussin pour les petits élevages, à moins de 2 watts pour les élevages importants. Avec ce matériel, il n'est pas utile de prévoir de chauffage pour l'aire de promenade.

4.2.3. Les éleveuses à semi-accumulation. — Elles sont intéressantes pour les élevages fermiers et pour la plupart des petits élevages spécialisés car leur prix d'achat est moins élevé que celui des éleveuses-cloches et leur consommation d'énergie est moins importante que celle des éleveuses à infrarouges. Ces éleveuses peuvent aussi être utilisées pour le sevrage de jeunes lapins (de quatre semaines).

L'éleveuse à semi-accumulation est composée d'une caisse en bois dont les parois latérales et le couvercle sont calorifugés intérieurement par de la laine minérale. Le fond, en tôle ondulée, émet par rayonnement la chaleur produite par un câble ou un tube chauffant électrique, noyé dans une couche de 20 cm de sable permettant l'accumulation. La caisse, qui renferme l'élément chauffant et le sable, est supportée par quatre pieds également en bois. Le dispositif chauffant est mis sous tension automatiquement par un thermostat placé sur un des quatre pieds, au niveau des poussins.



Coupe (*É.D.F.*)



Éleveuses-batteries chauffées à l'électricité (*É.D.F.*)

4.3. Éleveuses-batteries. — Les élevages importants sont équipés de matériels qui leur permettent d'obtenir, dans les meilleurs délais, des poulets de chair ou des poulets de ponte. Ces éleveuses, généralement constituées par des cages grillagées placées les unes au-dessus des autres, portent le nom de *batteries*. Les jeunes élèves n'ont qu'un espace réduit pour s'ébattre et ils disposent, de façon constante, d'une nourriture et d'une boisson abondantes. On utilise des batteries chaudes (30 °C), des batteries tempérées (25 °C) et des batteries froides (20 °C). En général, l'élément chauffant se trouve au fond et à la partie supérieure de chaque batterie; souvent, comme ces appareils sont non seulement superposés mais juxtaposés, le chauffage est nettement plus élevé dans le fond des batteries (mère-poule) et cela d'autant plus qu'à ce niveau les parois grillagées sont remplacées par des parois pleines. La régulation du chauffage se fait au moyen d'un thermostat qui commande un contacteur; la partie sensible du thermostat est placée entre deux batteries et, en principe, au milieu de la hauteur de la pièce.

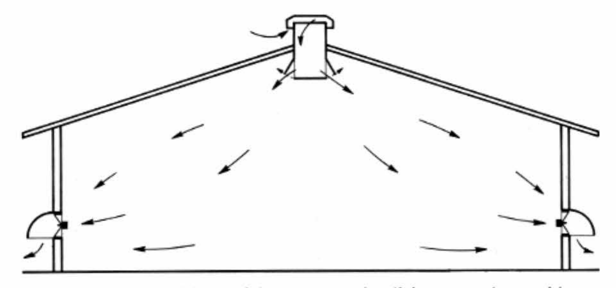
4.4. Ventilation des poulaillers et des éleveuses-batteries. — Une ventilation mécanique permet de maintenir les conditions d'environnement optimales. Une température trop élevée en été, une atmosphère humide, chargée d'odeurs ammoniacales sont les preuves d'une trop faible ventilation. Les valeurs recommandées sont les suivantes: 0,1 à 1 mètre cube par heure et par animal en hiver et 3 à 5 en été. La vitesse maximale de l'air au niveau des animaux ne doit pas excéder 1 m/s. Les orifices d'entrée d'air frais doivent avoir des surfaces numériquement égales au débit exprimé en mètres cubes par seconde (1 m² pour un débit de 1 m³/s). Les installations réalisées sont, soit à *dépression* avec ventilation à disposition axiale ou à balayage transversal, soit à *surpression*.

Pour la *ventilation à disposition axiale*, deux dispositifs se rencontrent:

— entrée d'air par des ouvertures aménagées symétriquement sur les deux côtés du poulailler avec extraction par des cheminées d'aération munies de ventilateurs;

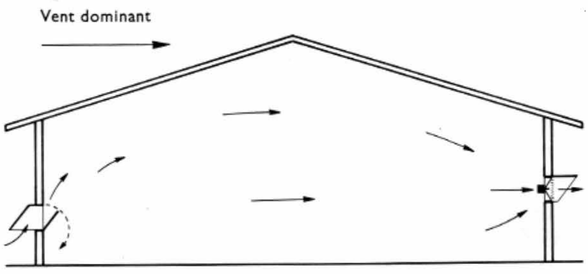
— entrée d'air par des aérateurs placés en partie supérieure et extraction sur les côtés par des ventilateurs.

Les ouvertures munies de chicanes (contre le vent) et les aérateurs possèdent des volets réglables permettant de contrôler la direction et le débit de la veine d'air.

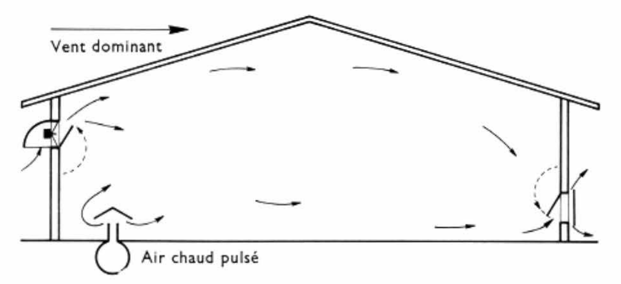


Ventilation à disposition axiale avec entrée d'air en partie supérieure (*É.D.F.*)

La *ventilation par balayage transversal* est utilisée pour les poulaillers dont la largeur ne dépasse pas vingt-deux mètres. Les ventilateurs sont alors placés d'un côté du poulailler et les orifices d'entrée d'air sur le côté opposé.



Ventilation par balayage transversal avec entrée d'air latérale (*É.D.F.*)



Ventilation par surpression : schéma de principe (*É.D.F.*)

Dans la *ventilation par surpression*, l'air extérieur est soufflé dans le poulailler et, sous l'effet de la surpression, il s'échappe par des orifices d'évacuation convenablement calculés. Ces ouvertures d'évacuation sont placées du côté opposé aux vents dominants et sont munies de déflecteurs.

Dans les éleveuses-batteries, la grande densité de volailles par rapport au volume d'air de la pièce impose de prévoir le renouvellement de l'air par une ventilation importante réalisée par un ventilateur électrique placé à la partie haute de la pièce. L'apport de l'air dans les cages du milieu (lorsqu'elles sont situées dans une série de trois lignes ou davantage) est résolu par l'aménagement de deux lignes d'orifices (à 30 cm du plafond et à 70 cm du sol) et d'une canalisation souterraine débouchant au centre du poulailler.

L'intensité sonore des ventilateurs ne doit pas atteindre 70 à 80 décibels (V. t. 1, Préliminaires, chap. 4) à 1 m de distance de ces appareils. Un bruit plus important provoque un état de nervosité préjudiciable au rendement des animaux. La consommation totale d'énergie (chauffage + ventilation) pour un élevage complet, du poussin naissant au poulet prêt à vendre, est de 2,5 kilowatts-heures.

4.5. Éclairage des poulaillers. — L'éclairage d'appoint n'est pas indispensable pour les poussins, la lumière agissant surtout sur le développement des organes génitaux et non sur la croissance. Des oiseaux éclos au cours des premiers mois de l'année (alors que la durée du jour augmente) commencent souvent à pondre avant d'avoir atteint leur plein développement corporel et leur maturité physique et ils pondent de petits œufs.

Pour les *poules pondeuses*, il convient de distinguer l'éclairage pendant la période d'élevage et l'éclairage pendant la période de ponte. Le calendrier des périodes d'éclairage doit être bien mis au point, du début de la période d'élevage à la fin de la ponte. Il est inutile, ou en tout cas beaucoup moins efficace, d'établir un calendrier d'éclairage pour la période de ponte, si le calendrier qui fut appliqué pendant la période d'élevage n'est pas connu.

Pendant la période d'élevage, le but d'un calendrier d'éclairage est de déclencher la ponte au bon moment, ni trop tôt, ni trop tard. À cette fin, il faut éviter à tout prix que la poule ne perçoive une durée croissante de jour pendant les vingt et un ou vingt-deux premières semaines de sa vie. Cela est facile à réaliser dans les poulaillers sans fenêtres mais peut aussi être appliqué dans des poulaillers pourvus de fenêtres. Pendant la période d'élevage, l'éclairage permet ainsi de sensibiliser les bêtes à la lumière pour le déclenchement du cycle de ponte et cette sensibilité est optimale s'il a été possible d'instaurer des durées du jour de huit heures à six heures au minimum.

Durant la période de ponte, il est nécessaire de réaliser les conditions d'éclairements correspondant à des jours de durées croissantes. Les expériences ont démontré que l'intensité lumineuse optimale pour la ponte est de 10 à 25 lux (3 à 7,5 W/m^2). Des journées de durée fixe peuvent également donner de bons résultats pourvu que cette durée soit suffisamment longue. Une longueur décroissante du jour est à proscrire car elle peut perturber la ponte.

5. LE CONDITIONNEMENT DES LOCAUX D'ÉLEVAGE

L'isolation thermique à elle seule ne permet pas d'obtenir les conditions d'ambiance idéales à l'intérieur des locaux d'élevage. En effet, si dans un local bien isolé, le dégagement de chaleur produit par la respiration et le rayonnement calorifique des animaux favorisent le maintien d'une température suffisante durant l'hiver, au contraire elles deviennent nuisibles en été. Lorsque le peuplement du local est important, ils peuvent donner lieu à des élévations de températures catastrophiques. De plus, la vapeur d'eau et le gaz carbonique dégagés par les animaux, ainsi que les gaz ammoniacaux et sulfhydrique émanant des déjections, sont en toutes saisons préjudiciables au maintien d'un bon état sanitaire.

Pour réaliser de bonnes conditions d'ambiance, il est donc nécessaire :

— d'évacuer la chaleur dégagée par les animaux en été ;
— d'assainir le local, en toutes saisons, par l'élimination de la vapeur d'eau et des gaz nocifs.

Pour atteindre ces objectifs, le moyen le plus simple est la ventilation. Sans entrer dans le détail des calculs on perçoit facilement que les quantités d'air nécessaires sont différentes suivant le but proposé :

— En hiver, on fait appel à un débit juste nécessaire pour maintenir le local dans des conditions d'hygrométrie et de salubrité satisfaisantes.
— En été, l'évacuation de la chaleur dégagée par les animaux nécessite des débits très importants ; la seule ventilation permet, au mieux, d'obtenir une température intérieure légèrement supérieure à la température extérieure.

De ces conditions découlent deux conséquences :

— En hiver, le renouvellement d'air se traduit par un abaissement de la température du local et peut faire apparaître des besoins de chauffage.
— En été, dans les régions à climat chaud, la ventilation seule risque d'être insuffisante et le refroidissement de l'air peut devenir nécessaire pour maintenir les meilleures conditions de température.

Les moyens à mettre en œuvre sont donc :

— la ventilation (toujours nécessaire) ;
— le chauffage (quelquefois indispensable, le plus souvent utile) ;
— le refroidissement de l'air, soit par humidification, soit par refroidissement mécanique (encore au stade expérimental).

5.1. La ventilation. — Elle peut être statique ou dynamique. Les imperfections de la ventilation statique sont telles que tous les techniciens sont aujourd'hui d'accord pour affirmer que seule la ventilation dynamique peut permettre un contrôle des quantités d'air admises dans un local d'élevage afin de maîtriser, dans une certaine mesure, température et hygrométrie.

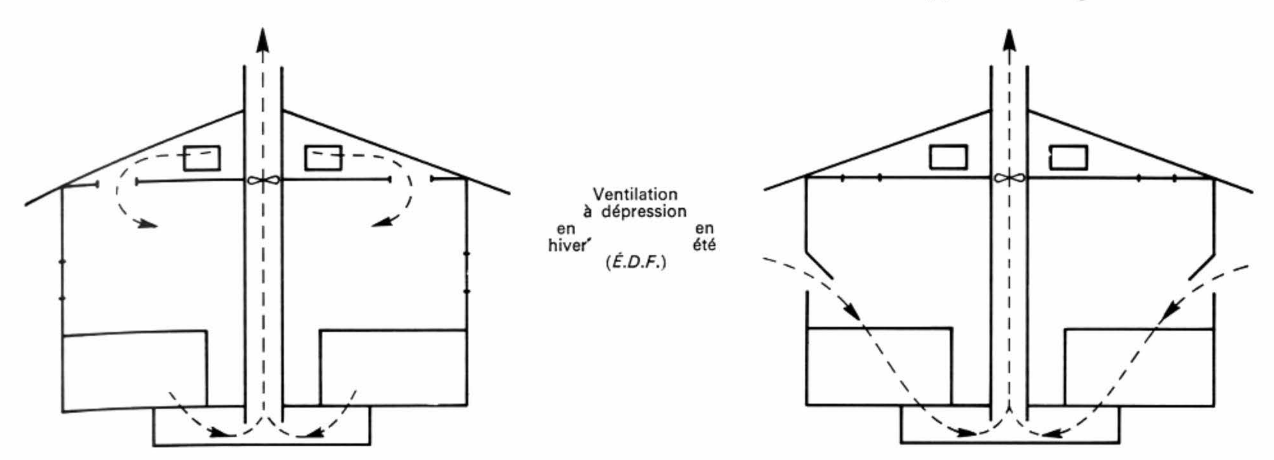
Les deux objectifs de la ventilation conduisent à distinguer ventilation d'hiver et ventilation d'été. Avec la *ventilation d'hiver*, il s'agit de maintenir l'hygrométrie du local dans les limites admissibles à l'aide d'air qui réchauffe en absorbant la vapeur d'eau dégagée par les animaux et leurs déjections. L'objet de la *ventilation d'été* est d'éviter un échauffement excessif du local d'élevage par l'évacuation de la chaleur dégagée par les animaux .

La ventilation peut être réalisée par dépression ou par surpression ; les deux techniques ont leurs avantages et leurs inconvénients. La ventilation par dépression est intéressante car :

— La vitesse de l'air est plus faible au niveau des animaux.
— Il est facile d'insuffler de l'air préréchauffé durant l'hiver dans un local comportant un faux-plafond.
— L'évacuation des gaz nocifs est bien réalisée.
— Le coût de réalisation est souvent plus faible que celui d'un système à ventilation par surpression. En effet, la ventilation par dépression nécessite rarement l'installation de gaines.

La ventilation par surpression est cependant préférée par certains car elle présente les avantages suivants par rapport à la précédente :

— Meilleur contrôle de l'air admis dans le local, surtout lorsque celui-ci n'est pas très étanche (en effet, on évite les entrées d'air parasites, au niveau des portes par exemple).



— Plus grande indépendance vis-à-vis des conditions extérieures et, en particulier, vis-à-vis de la direction des vents; cet avantage est surtout sensible lorsque les entrées d'air sont latérales.

— Plus grande facilité pour assurer une bonne répartition de l'air dans le local, surtout lorsqu'on fait appel à une gaine.

— Possibilité de traiter l'air admis dans le bâtiment (chauffage, filtrage, déshumidification) ou de le recycler.

À l'heure actuelle, les deux systèmes sont utilisés bien qu'il se dessine une certaine tendance en faveur de la ventilation par surpression.

5.2. Le chauffage. — Il est facile de constater que les exigences thermiques de certains groupes d'animaux ne peuvent être satisfaites sans chauffage en hiver, même dans les locaux bien isolés. Par ailleurs, dans certains cas, porcherie de maternité par exemple, des animaux nécessitant le maintien de températures très différentes se trouvent rassemblés dans le même local. Cela conduit donc à considérer deux sortes de chauffage: le *chauffage localisé* au niveau des jeunes animaux (poussins et porcelets en particulier) et le *chauffage d'ambiance* général dont la nécessité apparaît le plus souvent lorsqu'en hiver une ventilation suffisamment énergique est mise en œuvre pour maintenir un degré hygrométrique de 80 %. Ce type de chauffage est utilisé dans les porcheries d'engraissement, les étables à veaux et les bergeries d'élevage. À l'heure actuelle il est encore rarement envisagé dans les bâtiments qui abritent des animaux adultes: poules pondeuses, vaches laitières, brebis.

Le chauffage des bâtiments d'élevage peut être obtenu de façon rationnelle par traitement de l'air admis dans le local ou par rayonnement et convection naturelle à partir du sol ou des parois chauffées.

5.2.1. Chauffage par traitement de l'air admis dans le local. — Dans les locaux ventilés par surpression, le chauffage peut être réalisé:

— Soit par des batteries de résistances électriques à ailettes (1 à 30 kW) ou par des batteries à circulation d'eau chaude, disposées à l'aspiration du ventilateur.

— Soit par un générateur d'air chaud de type classique qui peut fonctionner en aspirant l'air à l'extérieur. Dans ce cas, l'appareil assure en même temps la ventilation et l'air du local peut être recyclé et mélangé à l'air de ventilation.

Dans les locaux ventilés par dépression, le moyen le plus simple pour réchauffer l'air admis dans les bâtiments est de placer des résistances chauffantes dans les orifices d'entrée d'air. Ces résistances sont enfermées dans des tubes blindés, lisses ou à ailettes, dissipant une puissance comprise entre 300 W à 1 kW par longueur d'un mètre.

5.2.2. Chauffage par rayonnement et convection naturelle à partir du sol ou des parois. — Ce type de chauffage présente le grand avantage d'être économique en énergie. Il permet d'obtenir un gradient de température inverse de celui qui résulte du chauffage par air chaud, la chaleur étant dissipée au niveau des animaux. Le plus souvent, on a recours au chauffage par accumulation dans le sol. De ce fait, l'utilisation de l'énergie électrique pour de telles installations est justifiée tant du point de vue technique que du point de vue économique.

Les résistances électriques sont disposées au milieu d'une masse de sable ou de béton de dix centimètres d'épaisseur, surmontée d'une chape en ciment de trois à cinq centimètres d'épaisseur. Une isolation inférieure et latérale de la dalle chauffée est essentielle pour éviter des pertes de chaleur. Par ailleurs, il est nécessaire de protéger l'isolant sur sa face supérieure et sur sa face inférieure (s'il n'y a pas de vide sanitaire) par un film imperméable de matière plastique ou de carton bitumé. Les résistances électriques peuvent être alimentées sous 24 V par l'intermédiaire d'un transformateur de sécurité ou sous 220 V. Dans le premier cas, elles sont en cuivre émaillé car sa longévité est plus grande que celle du fil de fer galvanisé. Dans le deuxième cas, ce sont, soit des résistances souples isolées, soit des résistances blindées qui dissipent une puissance de 20 à 33 W par longueur d'un mètre. Ces résistances sont raccordées au câble d'arrivée de courant par une boîte d'extrémité étanche et l'ensemble de l'installation est protégé par un disjoncteur.

5.2.3. Régulation des installations de chauffage. La nécessité du chauffage résulte le plus souvent de la ventilation qui a pour but de maintenir le degré hygrométrique convenable. L'installation de chauffage doit donc être commandée par un thermostat réglé à la valeur de la température souhaitée dans le local. Cependant, la régulation thermostatique n'est pas suffisante car par temps doux et humide la seule ventilation ne permet pas toujours d'abaisser le degré hygrométrique du local à la valeur désirée. Dans ce cas, l'installation de chauffage doit être mise en service pour augmenter l'absorption de vapeur d'eau par l'air de ventilation (bien que la température du local soit supérieure à la valeur voulue). Une double commande thermostatique et hygrostatique est donc prévue: les deux appareils sont montés en parallèle et le chauffage est mis en service au moyen de l'un ou de l'autre.

5.3. Le refroidissement. — En été, dans les régions à climat chaud, la ventilation dynamique peut être insuffisante pour empêcher le maintien d'une température optimale. Cela peut avoir des conséquences catastrophiques sur l'élevage, surtout lorsqu'il s'agit d'animaux en fin d'engraissement. Il faut alors refroidir l'air admis dans le local, soit en l'humidifiant, soit à l'aide d'un évaporateur de groupe frigorifique.

— *Refroidissement par humidification.* — Le moyen le plus simple est d'arroser le sol du local. Il s'agit là d'un procédé empirique, dont l'efficacité est limitée dans le temps (deux heures au maximum) puisque la ventilation assèche rapidement le local. Aussi, est-il préférable d'assurer une humidification (qui peut être continue) grâce à des rampes munies de gicleurs qui pulvérisent l'eau au niveau des ventilateurs ou dans la gaine de soufflage.

— *Refroidissement par groupe frigorifique.* — Ce procédé assure une meilleure maîtrise des conditions d'ambiance. Des climatiseurs sont alors utilisés; en même temps, ils permettent d'obtenir la ventilation minimale pour l'oxy-



Systèmes d'éclairage de serres chez un horticulteur (*Mazda*)

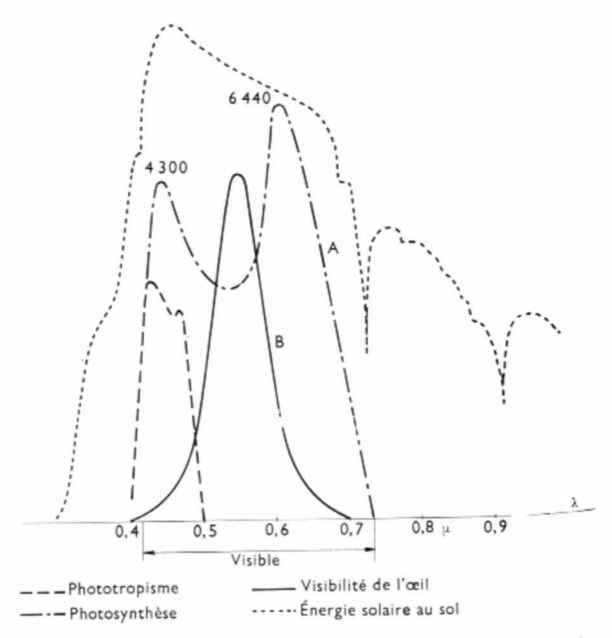
génation des animaux et l'évacuation des gaz nocifs. Le prix de ces installations est assez élevé. Toutefois, on peut espérer assurer leur rentabilité en faisant appel à des climatiseurs réversibles, fonctionnant l'été en refroidisseur (par passage de l'air sur l'évaporateur) et l'hiver en aérotherme (par passage de l'air sur le condenseur du groupe frigorifique) ou en déshumidificateur (par passage de l'air successivement sur l'évaporateur et sur le condenseur). Dans ces conditions, un seul appareil suffit pour le renouvellement de l'air, le chauffage, l'assainissement et le refroidissement des locaux d'élevage. Il procure ainsi une maîtrise quasi totale de l'ambiance dans laquelle vivent les animaux.

6. INTÉRÊT DE L'ÉCLAIRAGE ARTIFICIEL POUR DES APPLICATIONS HORTICOLES

L'intérêt de l'éclairage résulte du rôle très important de la lumière dans le développement des végétaux. En faisant varier la quantité et la « qualité » de la lumière, ainsi que la durée d'illumination, le développement des plantes peut être modifié : par exemple, il peut y avoir déclenchement ou inhibition du cycle de floraison. De plus, la lumière agit non seulement sur la photosynthèse et sur le photopériodisme mais aussi sur des quantités d'autres facteurs de la végétation comme la germination, le verdissement, la transpiration, la formation des matières azotées, des diastases, des vitamines et des hormones. Cependant, il faut souligner un autre aspect de la question qui doit rester présent à l'esprit : c'est que toute culture, en plein air ou en serre, est toujours placée sous la dépendance d'un certain nombre d'autres facteurs que la lumière, comme la chaleur, le taux d'humidité, la nature du sol, la teneur de l'atmosphère en gaz carbonique, le renouvellement de l'air et les variations de température. Il y a une réelle interdépendance entre tous ces facteurs.

L'action de la lumière est capitale et il est probable que toutes les radiations du spectre visibles, et certaines invisibles, sont indispensables pour assurer un parfait équilibre vital chez les végétaux. Les radiations visibles du spectre (longueurs d'onde comprises entre 0,4 µm et 0,7 µm ; V. t. 1, Optique, chap. 1) ont toutes un effet important sur la croissance de la plante. Les rayonnements, dont les longueurs d'onde sont comprises entre 0,7 et 10 µm (infrarouge proche), ont aussi une influence sur le développement de la plante. Au contraire, l'infrarouge lointain (longueurs d'onde comprises entre 10 µm et 30 µm) produit une élévation de la température des tissus des plantes et semble sans effet du point de vue de la morphogénèse.

Très longtemps, on a considéré que le rayonnement rouge-orangé du spectre était le plus important pour l'assimilation chlorophyllienne ; on en a conclu que la lumière rouge-



Spectres : A courbe d'efficacité photosynthétique ; B courbe de sensibilité de l'œil humain (*É.D.F.*)

orangée était plus intéressante que toute autre, ce qui n'est pas exact. En réalité, il s'agit d'un phénomène très complexe et, vraisemblablement, toutes les radiations visibles du spectre et certaines invisibles de l'ultraviolet et de l'infrarouge jouent un rôle mais, parce que la quantité d'énergie reçue dans le bleu-violet et dans le rouge-orangé est la plus importante, on a cru à la prédominance de ces radiations. Des doses, mêmes infimes, de lumière des autres rayonnements du spectre sont aussi nécessaires. Cela est tellement vrai que, si une culture de crucifères ne reçoit qu'une lumière orangée-rouge, les plantes végètent sans jamais fleurir. Cette inhibition de la floraison, par manque des autres radiations (en particulier du bleu-violet), ne se rencontre pas forcément avec d'autres familles végétales mais il semble bien que toutes les radiations reçues dans les conditions naturelles soient indispensables pour l'équilibre végétal. Pour la culture, il y a donc lieu de rechercher des lampes dont l'émission soit, toutes proportions gardées, semblable à celle du soleil.

La lumière agit sur la photosynthèse ou assimilation chlorophyllienne; c'est une de ses actions les plus importantes. Les feuilles, grâce aux pigments verts de la chlorophylle qui absorbent l'énergie lumineuse (principalement les rayonnements rouge-orangé, longueurs d'onde voisines de 0,66 μm et bleu-violet, longueurs d'onde proches de 0,44 μm), permettent la synthèse du gaz carbonique contenu dans l'air et de l'eau absorbée par les racines dans le sol. Ainsi, sont élaborés des sucres puis, à partir de ceux-ci, la matière végétale vivante.

En principe, l'intensité de la photosynthèse est proportionnelle à l'éclairement tant que celui-ci ne dépasse pas une valeur déterminée. Au-delà de cette limite, l'intensité de la photosynthèse décroît; cette valeur optimale est fonction de la durée naturelle d'éclairement, de la température et de la nature de la plante (plante d'ombre, de mi-ombre ou de plein soleil). Pour chaque plante, il est donc nécessaire de connaître quel est l'optimum en dehors duquel il n'est pas possible d'obtenir de résultats satisfaisants. En pratique, pour ce qui concerne la végétation, il faut tenir compte essentiellement de la nature de la plante: il est de toute évidence que les plantes originaires des sous-bois (fougères) n'ont pas les mêmes besoins que les plantes originaires du plein soleil (rosiers, pélargoniums, cactées).

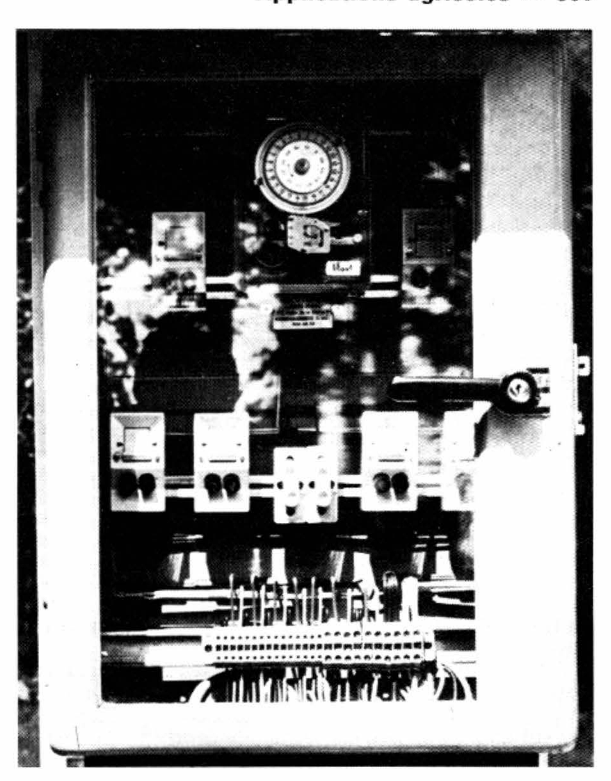
La valeur minimale de l'éclairement est celle qui est fixée par le point de compensation, c'est-à-dire le moment où les gains en assimilation compensent exactement les pertes par respiration. On sait, en effet, que la respiration s'accompagne d'une oxydation des sucres fabriqués grâce à l'assimilation chlorophyllienne et, pour que le bilan soit positif, il faut que cette assimilation soit beaucoup plus intense que la respiration. Pour obtenir ce résultat, il y a deux possibilités:

— Soit augmenter l'intensité lumineuse du rayonnement reçu par la plante (sans toutefois dépasser la valeur optimale de l'éclairement).

— Soit augmenter la durée d'illumination, de façon à permettre la fabrication des sucres pendant un temps plus long.

Dans tous les cas cependant, le rayonnement lumineux ne doit pas apporter trop de chaleur à la plante et l'idéal est, ici encore, de se rapprocher de l'émission solaire en ce qui concerne les quantités relatives de lumière et de chaleur.

La lumière a une influence sur le photopériodisme, c'est-à-dire sur la façon dont les plantes réagissent à la durée relative du jour et de la nuit au cours d'un même cycle quotidien. La formation des hormones florigènes est déclenchée ou contrariée par la durée d'exposition à la lumière. Elle agit sur le verdissement des feuilles et sur la pigmentation rouge de certaines feuilles ou de certains épidermes de fruits. Cependant, il est certain qu'un excès de rayonnements rouges et infrarouges est nuisible à ces colorations, les tissus végétaux étant alors détruits par l'excès d'énergie reçue. La transpiration des plantes, et donc les mouvements d'eau et de sels minéraux dissous dans les tissus végétaux, dépendent également de la lumière reçue: plus elle est intense, plus la transpiration est grande. Par ailleurs, la lumière agit sur la formation des diastases, vitamines et hormones. C'est un domaine extrêmement complexe qui fait l'objet d'études très sérieuses de la part de nombreux laboratoires. Il semble que des radiations différentes agissent pour l'élaboration de chacune de ces substances (en particulier pour le *phytochrome*, pigment formé d'une chromoprotéine bleue indispensable à la vie des végétaux, présidant à toutes les morphogénèses qui induisent notamment les phénomènes de germination, de croissance et d'organogénèse).



Programmateur pour chauffage, ventilation, arrosage, humidification et éclairage des serres par l'électricité (*Michel Crépin-Sodel*)

C'est cette connaissance de l'action très complexe de la lumière sur le développement et la floraison des végétaux qui permet de reproduire des climats artificiels et de guider le choix des sources de lumière artificielle.

7. L'IRRIGATION ET LE POMPAGE ÉLECTRIQUE DE L'EAU

L'eau est un des principaux facteurs de la production des récoltes et, sous certains climats, c'est celui qui a les conséquences économiques les plus importantes. Le pompage électrique de l'eau est couramment mis en œuvre. Parmi les pompes électriques utilisées, on peut distinguer deux catégories: les pompes de surface et les pompes pour puits profonds.

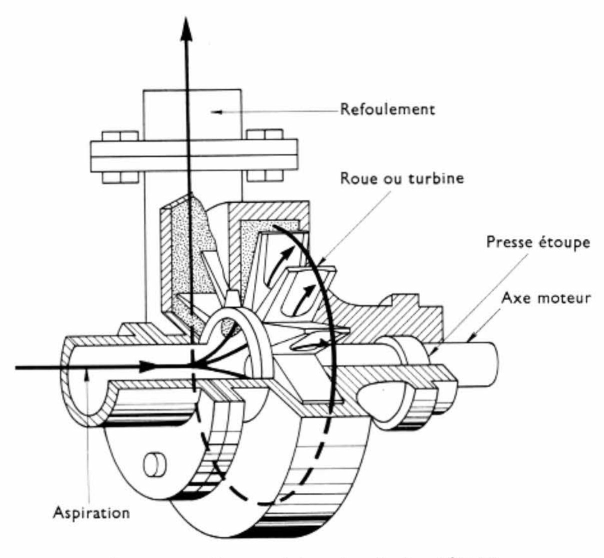
7.1. Pompes de surface. — Dans cette catégorie, on range:

— Les *pompes centrifuges ordinaires :* ce sont les plus employées car elles offrent des qualités de simplicité et de robustesse avec un rendement assez élevé; la hauteur d'aspiration est généralement limitée à 7,5 mètres.

— Les *pompes centrifuges à amorçage automatique :* le jeu entre la turbine et la partie fixe de la pompe est faible et la capacité d'aspiration est plus grande; malheureusement, l'usure de ces pompes est assez rapide car des grains de sable viennent abraser les parties métalliques du rotor et du stator.

— Les *pompes rotatives* qui sont des pompes volumétriques à amorçage automatique avec une capacité d'aspiration voisine de 8 mètres.

7.2. Pompes pour puits profonds. — On utilise trois sortes de pompes: les pompes à transmission électrique,



Pompe centrifuge : schéma de principe (*É.D.F.*)

les pompes à transmission mécanique et les pompes à transmission hydraulique.

— Les *pompes à transmission électrique* peuvent être des pompes *immergées :* le moteur de la pompe est alors étanche. Le coût de ces pompes est nettement supérieur à celui des pompes de surface mais il faut noter qu'elles permettent de refouler de l'eau depuis de grandes profondeurs, avec un rendement très satisfaisant et qu'elles ne nécessitent aucune installation de surface. Dans certains cas, ce sont des pompes *suspendues :* l'ensemble pompe-moteur est descendu dans le forage, soit au niveau de la nappe, soit à quelques mètres au-dessus de celle-ci.

— Les *pompes à transmission mécanique* sont des pompes à piston. Au niveau du sol se trouve un moteur : par l'intermédiaire d'axes verticaux, il fournit l'énergie à la pompe immergée au fond du puits.

— Les *pompes à transmission hydraulique* ou *pompes à hydro-éjecteur* comportent une canalisation qui redescend dans le puits ; le diamètre de cette canalisation est plus petit que celui du tuyau d'aspiration. Elle permet de réinjecter dans le puits une partie de l'eau déjà pompée, autrement dit, d'ajouter l'énergie cinétique de l'eau que l'on refoule à l'énergie d'aspiration du groupe. Cela permet d'atteindre une profondeur de 20 mètres.

8. TRAITE ÉLECTRIQUE DES VACHES

Les appareils de traite sont composés essentiellement de la machine à traire et des canalisations de transport. La machine comporte des gobelets qui sont placés sur les pis de la vache. Ce sont :

— Soit des gobelets spéciaux qui permettent d'appliquer simultanément une pression et une succion.

— Soit des gobelets munis d'un manchon de caoutchouc soumis successivement à la pression atmosphérique et à la dépression de la machine à traire. Ce dernier dispositif est le plus employé actuellement (*machine à pulsateur*).

La commande de ces gobelets a été conçue en tenant compte des particularités physiologiques des animaux. La succion réalisée se rapproche le plus possible de celle du jeune veau : elle n'est pas continue, elle présente des alternances.

Une machine à traire se compose donc :

— d'une *pompe à vide* qui est, soit une pompe à piston, soit une pompe rotative entraînée par un moteur électrique (0,4 à 0,6 kW) ;

— d'un *récupérateur de vide* placé en aval de cette pompe : c'est un réservoir métallique qui empêche les poussières et les liquides de pénétrer dans la pompe et qui évite les à-coups dans la dépression ;

— de *canalisations de vide*, comportant des robinets avec prises de dépression sur lesquelles se branchent des tuyaux de caoutchouc qui conduisent au pulsateur ;

— d'un *pulsateur* dont le rôle est essentiel pour réaliser l'alternance de pression ; grâce à un système d'électro-aimants et de cames (ou de rupteurs à mercure), il permet d'obtenir un nombre de succions qui varie, selon les constructeurs, entre 40 et 60 par minute ;

— de *systèmes d'évacuation d'eau de condensation* produite à l'intérieur des canalisations (robinet de vidange ou valve de drainage) ;

— d'un *manomètre* pour le contrôle de la dépression dans les canalisations ; en principe, le manomètre doit être réglé entre 34 et 36 mm de mercure (1 mm de mercure = 133,3 N/m^2) ;

— d'une *valve de contrôle* destinée à éviter qu'à l'intérieur du système, la dépression ne devienne trop importante.

La plupart des salles de traite sont maintenant équipées de canalisations de transport de lait de façon à éviter tout contact entre le lait et l'air ambiant. Dès que le lait tombe dans le gobelet trayeur, celui-ci est dirigé vers une pièce en acier inoxydable ou en plastique appelée *griffe à lait*, qui sert en quelque sorte de plaque tournante entre l'air, le vide et le lait. À partir de cette griffe, le lait est envoyé, à l'aide d'un système de tuyaux, vers un pot gradué (permettant de contrôler la quantité produite par chaque animal) et ensuite vers le tank réfrigérateur. Ainsi, le ramassage peut être fait tous les deux jours sans risquer l'acidification du lait et la dégradation de la caséine. Ces refroidisseurs utilisés sont, soit à détente directe, soit à accumulation de froid. Les uns et les autres sont commandés par un groupe frigorifique d'une puissance d'environ 400 W et sont réglés thermostatiquement. Toutes les parties doivent être étanches, de façon à permettre un lavage au jet dans les meilleures conditions de sécurité.



Mise en place des gobelets de traite
(*Crépin - Revue française de l'Électricité*)

APPLICATIONS
DE L'ÉLECTRONIQUE

INFORMATIQUE

INTRODUCTION

Il n'est pas exagéré de dire que l'informatique est présente dans tous les domaines de l'activité humaine; quel que soit notre métier, il n'est pas possible d'ignorer l'ordinateur; sa découverte (si l'on peut parler de découverte unique) est tout à fait comparable à la découverte de l'imprimerie ou de l'électricité.

Il n'est pas besoin de savoir comment tourne une rotative pour lire un journal; il n'est pas besoin non plus de savoir comment fonctionne un alternateur pour profiter des bienfaits de l'électricité. De la même façon, il n'est pas besoin de savoir comment est fabriqué un ordinateur pour l'utiliser. Néanmoins, pour connaître précisément tout ce qui peut et ne peut pas être fait avec un ordinateur, pour dominer la formidable révolution qui se dessine grâce à son utilisation, il est nécessaire de bien comprendre le principe de son fonctionnement et de son utilisation.

Comme dans le cas de la découverte de l'imprimerie, il n'y a pas seulement apport matériel. La conséquence la plus importante de l'invention de Gutenberg n'a pas été la possibilité d'imprimer un livre ou un journal, mais le fait que des milliards d'hommes puissent avoir accès à des informations jadis réservées à une petite élite. Sans livres, nombre de découvertes techniques et scientifiques n'auraient pas eu lieu; sans livres, notre morale, notre culture, c'est-à-dire finalement notre mode de pensée et de vivre serait totalement différent. De la même façon, ce n'est pas l'ordinateur par lui-même qui va provoquer des changements considérables, mais c'est son utilisation intensive qui va entraîner une véritable révolution. Un ordinateur permet en effet de traiter l'information très rapidement et, en ce sens, il peut remplacer des milliers d'hommes; sans lui, certaines opérations (conduite de satellites par exemple) seraient impossibles.

Néanmoins, les conséquences les plus profondes sont dues au fait que cette machine prodigieuse n'est qu'un *outil: elle ne peut faire que ce qui a été analysé puis décomposé en instructions simples par l'homme;* pour l'utiliser, il faut donc formuler de manière claire et précise les problèmes, voire certaines activités humaines. L'analyse des structures, des problèmes et des modes de résolution est un mode de pensée finalement encore assez étranger à l'homme actuel: il étudie la plupart des problèmes de manière *globale* et prend la plupart de ses décisions intuitivement, ignorant souvent les structures qui se cachent derrière les comportements. Avec l'ordinateur, un changement complet est nécessaire: il n'est plus possible de traiter les problèmes superficiellement. C'est cet important effort d'analyse qui reste à faire et qui, à long terme, va transformer profondément l'esprit humain. Ses conséquences sont encore insoupçonnables.

Avant de passer à l'étude de ce domaine si révolutionnaire, il nous faut réfuter catégoriquement le mythe de l'homme soumis à l'ordinateur, le mythe d'un ordinateur-dictateur prenant toutes les décisions: un ordinateur ne peut faire que des additions, des écritures et des lectures. Certes, sa rapidité d'exécution fait qu'il ne s'agit pas d'un aide de bureau ordinaire, mais il ne peut faire que ce que l'homme lui a demandé: son infériorité est absolue et « congénitale ». L'ordinateur ne peut être qu'un instrument (pour le meilleur ou pour le pire selon la volonté de l'homme). Alors que l'électricité et l'atome ont multiplié « sa force physique », l'ordinateur multiplie « sa mémoire » et « sa capacité de calcul »: c'est toujours l'homme qui presse sur le bouton, c'est toujours l'homme qui utilise la machine.

CHAPITRE PREMIER

L'INFORMATION

L'informatique pouvant être définie comme la science du traitement de l'information, il est nécessaire de préciser ce qu'est l'information avant d'aborder l'étude des ordinateurs et de leur utilisation. Après avoir présenté la notion d'information, nous verrons successivement: *la mesure de l'information, les codes, les systèmes de numération et enfin l'organisation des données.*

1. NOTION D'INFORMATION

Ce que nous apprenons en lisant, en écoutant, voire en touchant (nous apprenons qu'un bout de bois est rugueux) ou en sentant (nous pouvons déceler une fuite de gaz), constitue une information et les cybernéticiens appellent information *toute action physique qui s'accompagne d'une action psychique*. Ainsi, la signification d'un télégramme qui provoque la joie est une information et un message publicitaire qui tend à provoquer un changement d'opinion à propos d'un produit est une information. En fait, pour généraliser cette définition, il faut remplacer le terme *action psychique* par le mot *action*. Cette généralisation permet de parler non seulement d'information pour un être humain, mais aussi pour une chose: l'information est ce qui provoque un changement d'état psychique chez un être humain et, peut-être, une action; c'est aussi ce qui provoque un changement dans un système inanimé.

Cette définition de l'information est cependant encore trop vague et il est nécessaire de préciser comment une quantité d'information peut être mesurée. Les changements provoqués par l'information ne peuvent servir pour cette mesure car il faut bien distinguer *qualité* et *quantité* d'information.

2. MESURE DE L'INFORMATION

2.1. Mesure quantitative

2.1.1. Unité d'information. — La mesure quantitative de l'information a été beaucoup étudiée par les spécialistes de la théorie de l'information et notamment par Shannon et Bonsack. Mesurer la quantité d'information transmise par un message semble a priori très simple: il suffit, pourrions-nous dire, de compter le nombre de lettres ou le nombre de mots.

Cette solution est cependant loin d'être satisfaisante, car le résultat dépend du code (ou alphabet) et de la langue utilisée : pour exprimer un message avec un alphabet qui a peu de signes différents (le morse par ex.), il faut utiliser beaucoup plus de signes qu'avec un alphabet qui en comporte de nombreux (fig. I-1). En effet, imaginons que nous ayons le choix entre deux codes : code (1) à deux

tout va bien : 10 signes en français avec l'alphabet usuel

— - - - - - — — - - - — - — — - - - - - - — -

23 signes en français avec l'alphabet morse

Fig. I-1

signes : -, —, et code (2) à huit signes : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 ; comment pourrions-nous exprimer avec l'alphabet (2), un message écrit avec l'alphabet (1) ? Pour ce faire, il faut trouver une *relation biunivoque* (ou *bijection*) entre ces deux alphabets, c'est-à-dire une relation qui permet de faire correspondre à tout groupe de signes de l'alphabet (1), un groupe et un seul de signes de l'alphabet (2) et réciproquement. Nous constatons immédiatement qu'il est impossible de faire correspondre un signe d'un alphabet à un signe et un seul d'un autre ; pour réaliser cette bijection, nous allons faire correspondre un *groupe de signes* de l'alphabet le moins riche à un signe de l'alphabet le plus riche (qui contient le plus grand nombre de signes). Une de ces correspondances est réalisée en figure I-2. En fait, cette correspondance ne nous satisfera pas, car certaines combinaisons de signes de l'alphabet (1) n'ont pas d'équivalent dans l'alphabet (2) : ainsi — — - - -

Alphabet 1 8 signes	Alphabet 2 2 signes : - —
1	- - - - -
2	- - - - —
3	- - - — -
4	- - - — —
5	- - — - -
6	- - — - —
7	- - — — -
8	- - — — —

Fig. I-2

Pour réaliser une bijection entre les deux alphabets, il faut considérer les plus petits groupes possibles de signes de l'alphabet le moins riche (fig. I-3). En utilisant la table

Alphabet 1 8 signes	Alphabet 2 2 signes : - —
1	- - -
2	- - —
3	- — -
4	- — —
5	— - -
6	— - —
7	— — -
8	— — —

Fig. I-3

de correspondance ainsi établie, nous pouvons transcrire tout message écrit avec l'alphabet (1) en un message écrit avec l'alphabet (2) ; dans cette transcription, chaque signe de l'alphabet (1) sera remplacé par trois signes de l'alphabet (2). L'opération inverse impose de grouper les signes par trois et de substituer un signe de l'alphabet (1) à chacun de ces groupes (évidemment il faut que le nombre de signes soit divisible par trois). Il est donc normal de penser que *chaque signe de l'alphabet* (1) *contient trois fois plus d'information que chaque signe de l'alphabet* (2).

Si nous prenons maintenant un alphabet à quatre signes, nous constatons qu'il faut deux signes de l'alphabet (2) pour représenter chacun de ses signes (fig. I-4) : chaque

Alphabet à 4 signes	α	β	γ	δ
Alphabet 2 (-, —)	- -	- —	— -	— —

Fig. I-4

signe de ce nouvel alphabet contient deux fois plus d'information qu'un signe de l'alphabet (2). De même la figure I-5 montre qu'un signe d'un alphabet à 16 signes contient

Alphabet à 16 signes	Alphabet 2 (-, —)
A	- - - -
B	- - - —
C	- - — -
D	- - — —
E	- — - -
F	- — - —
G	- — — -
H	- — — —
I	— - - -
J	— - - —
K	— - — -
L	— - — —
M	— — - -
N	— — - —
O	— — — -
P	— — — —

Fig. I-5

4 fois plus d'information qu'un signe de l'alphabet (2). Le tableau de la figure I-6 résume ces différentes conclusions : plus l'alphabet devient riche, plus grande est la quantité d'information contenue dans chacun de ses signes. L'alphabet le moins riche possible est un alphabet à deux signes ; il est en effet impossible d'imaginer un alphabet à un signe.

Nombre de signes de l'alphabet N	$2 = 2^1$	$4 = 2^2$	$8 = 2^3$	$16 = 2^4$
Quantité d'information transmise par chaque signe I	1	2	3	4

Fig. I-6

Nous prendrons comme unité d'information la quantité d'information apportée par un signe dans un alphabet à deux signes : c'est le *bit*, appelé aussi parfois le *Hartleys*, du nom d'un des créateurs de la théorie de l'information. Le mot bit employé couramment en langue française est la contraction de l'expression anglaise *binary digit* (chiffre binaire).

2.1.2. Quantité d'information transmise par un signe. — Admettons provisoirement que tous les signes de l'alphabet puissent être utilisés avec la même probabilité. La formule qui permet de passer du nombre N de signes de l'alphabet à la quantité d'information I transmise par chacun de ses signes est :

$$I = \log_2 N$$

Rappelons, en effet, que le logarithme à base 2 d'un nombre est la puissance à laquelle il faut élever 2 pour obtenir ce nombre : $2^I = N$ (V. fig. I-6).

2.1.3. Quantité d'information transmise par un message. — Si, maintenant, nous avons un **message de n signes pris dans un alphabet de N signes,** nous pouvons calculer sans difficulté la quantité d'information transmise à l'aide de ce message. Indépendamment de l'alphabet utilisé, chaque signe permet de transmettre ($\log_2 N$) bits et avec les n signes la quantité d'information transmise I est égale à :

$$I = n \log_2 N \text{ bits}$$
$$I = \log_2 N^n \text{ bits}$$

Chacun des n signes du message peut prendre N états (les répétitions de signes sont en effet autorisées) et le message peut donc prendre :

$$\underbrace{N \; N \; N \; \ldots\ldots \; N}_{n \text{ fois}} = N^n$$

états possibles (l'ordre est significatif) ; *N^n représente le nombre de messages différents que nous pouvons envoyer avec un message de n signes et un alphabet de N signes.* (Remarquons qu'avec notre alphabet de 26 signes, nous pouvons former $26^3 = 17\,576$ messages différents de 3 signes ; seule une faible partie de ces possibilités sont utilisées dans les langues couramment parlées).

Ainsi, la quantité d'information transmise par un message est égale au *logarithme à base 2 du nombre total de messages qui auraient pu être envoyés avec le même alphabet et en utilisant le même nombre de signes :* plus le choix est grand, plus le message choisi a de valeur informationnelle ou, ce qui revient au même, la valeur informationnelle d'un message est d'autant plus faible que la probabilité d'être émis est plus grande pour ce message.

Dans le cas d'une langue infiniment souple, où tout est permis, la quantité d'information transmise par un message de n signes avec un alphabet de N signes est :

$$I = \log_2 (N^n) = \log_2 \frac{1}{\frac{1}{N^n}} = \log_2 \frac{1}{p} = -\log_2 p$$
$$I = -\log_2 p$$

Si nous supposons que chacun de ces N^n messages a autant de chance d'être élaboré qu'un autre, $p = \frac{1}{N^n}$ représente la probabilité d'élaboration d'un quelconque de ces messages.

Nous retrouvons ainsi que la quantité d'information transmise par un message particulier est égale à l'opposé du logarithme de la probabilité d'élaboration de ce message : plus ce message est improbable (p faible), plus l'information qu'il transmet est élevée ($-\log_2 p$ grand). Ce résultat est conforme à celui dicté par le bon sens. Pour le vérifier, prenons le cas de deux candidats A et B qui s'affrontent à une élection ; avant l'élection, tous les sondages sont d'accord pour dire que A l'emportera avec 75 % des suffrages au minimum ; l'annonce officielle de l'élection de A est un événement hautement probable, il apportera donc peu d'information. Au contraire, si les sondages n'arrivent pas à départager les candidats A et B et donnent tantôt l'un, tantôt l'autre battu, l'annonce officielle de l'élection de A est un événement beaucoup moins probable et apporte donc beaucoup d'information.

2.1.4. Cas d'une langue réelle. — Toute cette étude précédente a été faite en supposant :

— que toutes les lettres pouvaient être utilisées avec la même probabilité ;

— que la probabilité d'utilisation d'une lettre est indépendante des lettres qui la précèdent ; cela est manifestement faux. Dans le cas de la langue française, la lettre *e* est beaucoup plus fréquente que la lettre *z* ; après la lettre *u* il y a beaucoup plus de chance qu'il y ait une consonne qu'une voyelle.

Pour mesurer la quantité d'information transmise par un message écrit dans une langue qui n'est pas infiniment souple (où tout n'est donc pas permis), nous devrons tenir compte des fréquences d'emploi des lettres et des différentes liaisons qui existent entre elles. En vertu de ce que nous venons de dire, chaque lettre n'aura pas la même valeur informative : plus sa fréquence d'utilisation sera grande, plus sa valeur informative sera faible. Nous pouvons alors calculer la valeur informative moyenne d'une lettre ; elle est la même pour toutes les lettres d'un alphabet d'une langue. On démontre que cette quantité est :

$$I = -\sum_{i=1}^{i=N} f_i \log_2 f_i$$

où f_i représente la fréquence de la lettre de numéro i.

Cette définition concorde parfaitement avec notre première définition de la mesure de l'information : il suffit, en effet, de considérer que la fréquence d'utilisation de chaque lettre est la même $\left(\text{elle est donc égale à } \frac{1}{N}\right)$ et la formule devient alors :

$$I = -\sum_{i=1}^{i=N} \left(\frac{1}{N} \log_2 \frac{1}{N}\right) = -N\left(\frac{1}{N} \log_2 \frac{1}{N}\right) = -\log_2 \frac{1}{N}$$
$$= \log_2 N$$

La quantité d'information transportée par une lettre d'un alphabet qui en contient N est bien égale à $I = \log_2 N$.

Nous constatons ainsi que, dans tous les cas, la mesure de la quantité d'information transmise par un message correspond en fait à une mesure de la diversité, de la variété des messages que nous aurions pu obtenir. Cette mesure de la variabilité, de l'étendue de la collection de messages parmi lesquels le message a été choisi caractérise *l'entropie de cette collection de messages.* C'est le même terme qui est employé en thermodynamique (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 5) mais cela correspond à une réalité, comme l'a démontré Bonsack : dans les deux cas, l'entropie augmente quand la variété des cas possibles augmente (il semble, à ce propos, qu'il faille interpréter l'entropie thermodynamique comme la variété des états microscopiques correspondant à une situation définie macroscopiquement).

Nous comprenons ainsi plus profondément dans quelle mesure l'information est un facteur d'ordre, un facteur qui combat l'incertitude. L'information est un réducteur d'incertitude ; elle se mesure quantitativement en bits.

2.2. Mesure qualitative

2.2.1. Valeur d'une information. — La mesure quantitative que nous venons d'exposer est très satisfaisante pour l'informaticien ; elle présente cependant l'inconvénient majeur de n'être *pas reliée à la valeur d'une information.* Les informaticiens, traditionnellement, se préoccupent rarement de l'utilité et donc de la valeur des informations qu'ils traitent ; avec leur machine, ils produisent des kilomètres de *listings* (suite de résultats où figurent des lettres et des chiffres, c'est-à-dire des informations) sans connaître leur apport informationnel. Néanmoins, une certaine évolution se dessine et les informaticiens se préoccupent de plus en plus de mesurer la qualité des informations qu'ils produisent. Cette évolution est cependant nécessairement lente car la mesure de la qualité d'une information est encore beaucoup moins bien définie que ne l'est la mesure de la quantité.

D'une manière générale, conformément à ce que nous avons dit dans le premier paragraphe, il est possible d'affirmer que le sens d'une information n'est rien d'autre que l'ensemble des actions qu'elle déclenche et contrôle. Dire à un interlocuteur qu'il ne nous apprend rien, n'est-ce pas lui dire que son discours n'a absolument pas modifié notre état psychique et notre comportement futur ; il n'a apporté aucune information ; ce qu'il a dit ne sera suivi d'aucune conséquence. Au contraire, lui signifier que ce qu'il vient de dire est une information de grande valeur, c'est affirmer que son discours a provoqué un changement de notre état psychologique et peut-être de notre comporte-

ment. L'information nouvelle ne provoquera pas nécessairement un changement de notre comportement et donc finalement un acte car il se peut que nous agissions comme nous l'avions décidé auparavant. Néanmoins, cette information nous aura fait réfléchir et reconsidérer le problème posé (ou au moins une partie), elle aura donc eu une *conséquence.*

Plus une information a de conséquence, plus elle a de valeur. Cette valeur est d'autant plus grande que l'information est source de réflexion et par là même d'action. Cependant, pour un automate il n'en est pas de même : l'information a d'autant plus de valeur qu'elle a une conséquence plus grande sur son comportement. Nous ne pouvons donc que difficilement parler de la valeur intrinsèque d'une information ; celle-ci dépend énormément du récepteur (la mesure quantitative d'une information est plus simple puisque le résultat est indépendant du récepteur).

Une information aura d'autant plus de valeur qu'elle sera exacte et d'autant moins de valeur qu'elle sera erronée. Ainsi, un juge qui interroge un prévenu ne fonde pas son comportement sur les réponses brutes du prévenu, il cherche à savoir dans quelle mesure ces informations sont exactes ou non. Il fait pour cela ce que les informaticiens appellent des contrôles de validité : en particulier, il effectue des recoupements et il demande plusieurs fois la même chose, mais à des moments différents. Il applique ainsi une loi générale bien connue en informatique : la véracité d'une information, la lutte contre les erreurs (appelées aussi *bruit*), ne peut être améliorée qu'en recourant à la *redondance,* c'est-à-dire à un surcroît d'informations inutiles par ailleurs.

Du point de vue qualitatif, une plus grande précision implique une information plus détaillée ; la précision maximale n'est atteinte que si nous possédons la totalité des données élémentaires saisies à leur source même. Du point de vue quantitatif, la précision résulte de l'unité choisie et de « l'arrondi » des nombres (nombre de chiffres significatifs choisis). La précision d'un nombre fixe les limites en dehors desquelles le nombre ne se situera certainement pas : 2,85 est compris strictement entre 2,849 99. . . et 2,850 01.

2.2.2. Signification interne et signification externe. — Un certain nombre de critères permettront de juger, au moins partiellement, de la valeur d'une information.

Signalons tout d'abord la différence qui existe entre la *signification interne* et la *signification externe d'une information.* Prenons l'exemple du chiffre d'affaires d'une boulangerie qui, rappelons-le, représente la valeur des ventes qu'elle a réalisées. Dire que le chiffre d'affaires de la journée du 16 février aura été de 1 000 francs est une information qui a une signification interne si nous savons exactement que ces 1 000 francs correspondent à la vente d'un nombre déterminé de baguettes et de pains (par exemple). Nous voyons ainsi que les résultats fournis par le bilan d'une entreprise ont rarement une signification interne ; en effet, pour ce faire il faudrait posséder tous les détails de calcul qui ont conduit à ces nombres globaux. En revanche ils ont une signification externe, que nous définirons comme étant leur valeur, c'est-à-dire les conséquences qu'ils vont provoquer après une comparaison avec d'autres nombres tels que ceux correspondant aux objectifs ou aux réalisations des jours ou des mois précédents...

Nous constatons ainsi que c'est souvent la signification externe d'une information qui a de la valeur : fréquemment nous agissons parce que l'information globale que nous venons de recevoir est dans une certaine relation avec ce que nous aurions voulu qu'elle soit. Cependant, cela n'est pas toujours vrai : si quelqu'un crie « au feu ! », c'est la signification interne de l'information qui a de la valeur et nous pousse à agir.

2.2.3. Diverses informations. — Nous dirons qu'une *information est directe* si elle porte sur la connaissance de faits présents ou futurs (ou du passé immédiat) ; nous dirons qu'une *information est historique* si elle porte sur des faits passés ; celle-ci peut être utilisée dans les décisions dans la mesure où elle permet d'extrapoler l'avenir ; dans deux cas limites cette information passée n'a aucune valeur, c'est-à-dire ne peut nous conduire à aucune action : c'est le cas où il n'existe aucune corrélation entre le passé et le futur (le futur serait totalement indépendant du passé) et c'est le cas diamétralement opposé où cette corrélation est parfaite (le futur est totalement dépendant du passé et ne peut absolument pas être modifié quelle que soit notre action).

Il est également possible de distinguer une *information d'état d'une information dynamique.* Une information d'état est une information qui porte sur la connaissance d'une situation instantanée. Une information peut au contraire couvrir la période qui sépare deux états successifs : c'est alors une information dynamique. Un thermomètre donne exclusivement une information d'état : c'est la température à l'instant où l'on observe le thermomètre ; un appareil enregistreur de la température donne au contraire une information dynamique : il donne en effet une représentation graphique de l'évolution de la température depuis le moment où il fonctionne jusqu'au moment où il est observé ; notons que cet appareil donne également une information d'état (température au moment où nous regardons le graphique par exemple).

3. CODAGE ET SYSTÈME DE NUMÉRATION

3.1. Nécessité du codage de l'information. — Le codage est l'opération qui consiste à donner une forme adéquate à une information, c'est-à-dire à en faciliter l'utilisation en général. Le codage nécessite l'utilisation d'une table de correspondance entre les deux systèmes dans lesquels l'information peut être présentée.

3.2. Codage binaire. — Avec le matériel électronique utilisé pour le traitement de l'information le codage est étroitement dépendant des principes mis en œuvre dans les machines. Celles-ci ne peuvent distinguer réellement ni les différentes lettres de l'alphabet , ni les différents signes spéciaux, ni les différents chiffres comme un être humain. Des montages électriques sont utilisés pour représenter deux états distincts que nous pouvons caractériser schématiquement en disant : le courant électrique passe ou ne passe pas. Pour ces raisons, l'information traitée doit donc être codée en utilisant un code binaire qui s'apparente beaucoup au morse (code avec deux signes). Aux deux états possibles d'un circuit électrique (le courant le traverse ou le courant ne le traverse pas) correspondent les deux signes 0 et 1 du code binaire.

Nous étudierons d'abord la représentation des chiffres avec ce code binaire puis nous verrons ensuite la représentation des lettres.

3.3. Le système binaire. — Dans le système de numération binaire, il n'y a que deux chiffres 0 et 1 (et non pas dix chiffres (0 à 9) comme dans la numération décimale). Un nombre est formé d'une suite de 0 et de 1. Pour comprendre leur disposition il faut se rappeler que dans le système décimal, quand un chiffre est décalé d'un rang vers la gauche, il représente dix fois plus d'unités ; de même *dans le système binaire, quand un chiffre est décalé d'un rang vers la gauche, il représente deux fois plus d'unités.*

Exemple : Dans le système décimal, le chiffre 8 représente 8 unités dans 108 et 80 unités dans 180 (le chiffre 8 est décalé d'un rang vers la gauche).

3.3.1. Passage d'un système à l'autre. — C'est une opération extrêmement simple grâce au résultat suivant : *dans un nombre écrit en base b, un chiffre α situé dans la n^e colonne en partant de la droite* (ou de la virgule si ce nombre n'est pas un nombre entier) *représente :* αb^{n-1} unités
Par exemple, dans le nombre 875 écrit en base 10 ($b = 10$) le chiffre 8 ($\alpha = 8$), situé en troisième position en partant de la droite ($n = 3$), représente bien :

$$8 \times 10^{3-1} = 8 \times 10^2 = 8 \times 100 \text{ unités.}$$

1° *Passage du système binaire au système décimal.* — Soit à convertir le nombre qui s'écrit 10 111 001 dans le système binaire ; nous appliquons la formule précédente

(αb^{n-1}) en donnant à b la valeur 2. Nous constatons que ce nombre est égal à :

$$1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

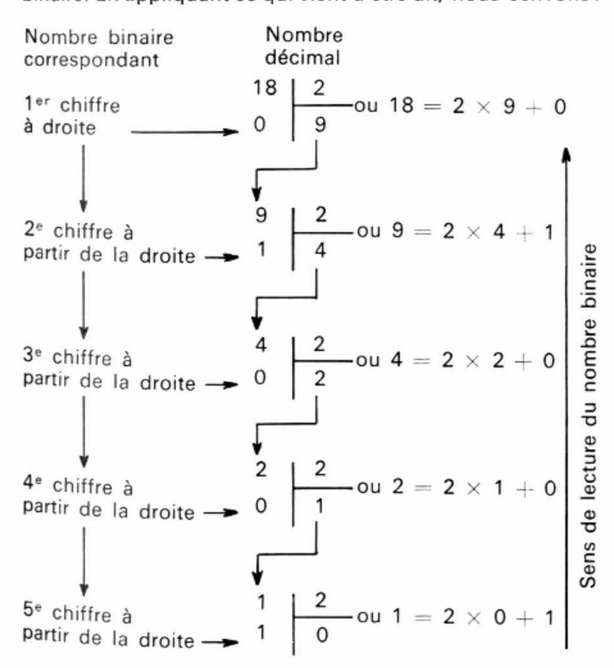
soit à : $128 + 32 + 16 + 8 + 1 = 185$

Nous trouvons dans le tableau suivant la liste des premières puissances successives de 2. Il permet de comprendre pourquoi reviennent souvent dans la description de matériel des nombres comme 4 096 ou 8 192. Il s'agit tout simplement de puissances de 2, qui jouent pour un calculateur le même rôle que les nombres 1 000 ou 10 000 dans le système décimal.

Puissance de 2	Expression de ce nombre dans le système décimal
2^0	1
2^1	2
2^2	4
2^3	8
2^4	16
2^5	32
2^6	64
2^7	128
2^8	256
2^9	512
2^{10}	1 024
2^{11}	2 048
2^{12}	4 096
2^{13}	8 192
2^{14}	16 384

2° *Passage du système décimal au système binaire.* — La méthode la plus usuelle pour passer du décimal au système binaire est la méthode du reste. Il faut diviser une première fois le nombre décimal par 2 : le reste (c'est-à-dire 1 ou 0) constitue le chiffre le plus à droite du nombre binaire. Le quotient de l'opération précédente est ensuite divisé par 2 : le reste constitue le deuxième chiffre du nombre binaire à partir de la droite. Le quotient de cette deuxième opération est à son tour divisé par 2 et ainsi de suite.

Exemple : Soit à exprimer le nombre 18 dans le système binaire. En appliquant ce qui vient d'être dit, nous écrivons :



Conclusion : Au nombre décimal 18 correspond le nombre binaire 10 010.

Le tableau suivant fournit les équivalents binaires des premiers nombres entiers.

Système décimal	Système binaire	Système décimal	Système binaire
0	0	18	10 010
1	1	19	10 011
2	10	20	10 100
3	11	21	10 101
4	100	22	10 110
5	101	23	10 111
6	110	24	11 000
7	111	25	11 001
8	1 000	26	11 010
9	1 001	27	11 011
10	1 010	28	11 100
11	1 011	29	11 101
12	1 100	30	11 110
13	1 101	31	11 111
14	1 110	32	100 000
15	1 111	33	100 001
16	10 000	34	100 010
17	10 001	...	...

Équivalence des écritures des 34 premiers nombres en système décimal et en système binaire.

3° *Cas des nombres plus petits que 1.* — Dans un système de base b, un nombre α qui occupe un rang n à partir de la virgule correspond au nombre décimal αb^{-n}. Cela permet de passer du système binaire au système décimal. Ainsi, le nombre binaire 0,110 1 a pour valeur :

$$0 + (1 \times 2^{-1}) + (1 \times 2^{-2}) + (0 \times 2^{-3}) + (1 \times 2^{-4})$$

soit : $0 + 0{,}5 + 0{,}25 + 0 + 0{,}062\,5 = 0{,}812\,5$.

Inversement, pour exprimer un nombre décimal dans le système binaire, il nous faut le décomposer en somme de puissances négatives de 2. Il est alors nécessaire d'avoir présent à l'esprit les résultats suivants :

$0{,}5 = \frac{1}{2} = 2^{-1}$ soit en binaire : 0,1

$0{,}25 = \frac{1}{4} = 2^{-2}$ soit en binaire : 0,01

$0{,}125 = \frac{1}{8} = 2^{-3}$ soit en binaire : 0,001

$0{,}062\,5 = \frac{1}{16} = 2^{-4}$ soit en binaire : 0,000 1

En général, nous n'obtenons pas un nombre fini de chiffres. Ainsi, pour exprimer 0,8 dans le système binaire nous écrirons :

$0{,}8 = 0{,}5 + 0{,}25 + 0{,}031\,25 + 0{,}015\,625 + \ldots$

soit dans le système binaire :

$0{,}1 + 0{,}01 + 0{,}000\,01 + 0{,}000\,001 + \ldots = 0{,}110\,011.$

Le résultat est le nombre binaire donné par la somme des nombres binaires obtenus. Le moyen d'effectuer cette somme va être indiqué immédiatement.

3.3.2. Opérations en système binaire. — Le gros avantage de la numération binaire est l'extrême simplicité de son arithmétique ; les tables binaires feraient rêver tous les écoliers qui doivent apprendre de longues et nombreuses tables ; elles tiennent en effet entièrement dans le tableau suivant :

Addition :

$0 + 0 = 0$
$0 + 1 = 1$
$1 + 0 = 1$
$1 + 1 = 10$

Multiplication :

$0 \times 0 = 0$
$0 \times 1 = 0$
$1 \times 0 = 0$
$1 \times 1 = 1$

Il suffit d'appliquer ces tables de la même façon que nous appliquons les tables du système à base 10, évidem-

ment sans oublier les retenues. Les règles d'associativité et de commutativité demeurent applicables ; exemple :

$1 + 1 + 1 + 1 = (1 + 1) + (1 + 1) = 10 + 10 = 100.$

1° *Addition*

a) *Premier exemple :* addition de 17 et 6.

Système à base 10	Système à base 2
①← Retenue	
17	10 001
+ 6	+ 110
23	10 111

Pour cet exemple, dans le système à base 10, nous avons une retenue en additionnant 7 + 6, car nous dépassons 9, dernier chiffre de la base ; dans le système à base 2, il n'y a pas de retenue car il ne peut y en avoir une que lorsque nous faisons la somme : 1 + 1 = 10.

b) *Deuxième exemple :* addition 15 + 22.

Système à base 10	Système à base 2
	①①① Retenues
15	1 111
+ 22	+ 10 110
37	100 101

Ici, il n'y a pas de retenue avec le système décimal, mais il y en a dans le système binaire (les trois retenues sont inscrites au-dessus du nombre 1 111 et entourées chacune d'un cercle).

2° *Multiplication*

a) *Premier exemple :* multiplication de 3 par 2 :

Système à base 10	Système à base 2
3	11
× 2	× 10
6	110

Dans le deuxième cas, la multiplication s'effectue suivant le processus classique et dans cet exemple il n'y a aucune retenue.

b) *Deuxième exemple :* multiplication de 7 par 3 :

Système à base 10	Système à base 2
7	111
× 3	× 11
21	111
	111
	10 101

Les produits partiels se calculent normalement, en appliquant les résultats de la table de multiplication ; nous n'aurons jamais de retenues dans la multiplication proprement dite (en revanche il ne faut pas les oublier lorsque nous calculons la somme des produits partiels).

Notons que la table de multiplication en système binaire est cohérente avec la table de multiplication du système décimal (elle n'a donc pas besoin d'être vraiment apprise) et le débutant peut effectuer des multiplications avec des nombres binaires comme s'il s'agissait de nombres du système décimal. Cela n'est pas vrai pour l'addition des produits partiels : il est nécessaire d'utiliser la table d'addition du système binaire qui n'est pas cohérente avec celle du système décimal (en système décimal il est faux de dire que 1 + 1 = 10).

c) *Troisième exemple :* multiplication de 13 et de 11 dans le système à base 2, c'est-à-dire de 1 101 et de 1 011 (V. ci-dessus).

```
       1 101
     × 1 011
       1 101
      11 01
   1 101
  10 001 111
```

Donc : 1 101 × 1 011 = 10 001 111.

Nous pouvons vérifier que :

$$10\,001\,111 = 2^7 + 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 = 143$$

ce qui est bien le résultat du produit (13 × 11).

3° *Soustraction et nombre négatif.* — L'arithmétique, envisagée jusqu'à maintenant, est d'une simplicité enfantine mais elle ne permet pas de faire des soustractions et de parler de nombres négatifs. Une convention supplémentaire est nécessaire.

La méthode la plus simple pour traiter les nombres négatifs, consiste à **représenter chaque signe par un chiffre supplémentaire, le signe — par 0 et le signe + par 1.** Ainsi, le nombre binaire + 11 111 est représenté par 1,111 11 et le nombre — 11 111 est représenté par 0,111 11. **Dans cette représentation, la virgule a pour seule fonction de séparer le chiffre représentant le signe et les autres chiffres.**

Cette convention est très satisfaisante pour la multiplication de deux nombres : le signe est fourni par l'opération suivante $[(s_1 \times s_2) + (\bar{s}_1 \times \bar{s}_2)]$ si s_1 et s_2 désignent les chiffres représentant les signes de ces nombres et si $\bar{s}_1$ et $\bar{s}_2$ sont leurs compléments respectifs à 1 ($\bar{s}_1 = 1$ si $s_1 = 0$ et inversement).

Le cas de la somme algébrique devient cependant beaucoup plus complexe, en effet il faut appliquer les règles suivantes :

— si les deux termes à ajouter sont de même signe, il faut faire la somme des valeurs absolues et conserver le signe commun ;

— si les signes sont différents, la valeur absolue de la somme algébrique est la différence des valeurs absolues et son signe est celui du nombre de plus grande valeur absolue.

L'application de ces deux règles est compliquée et les constructeurs préfèrent utiliser une représentation numérique qui simplifie l'opération de soustraction. La méthode la plus souvent mise en œuvre est celle du *complément à 2* ou du **complément vrai.** Imaginons une machine permettant de traiter des nombres binaires entiers comportant six chiffres au maximum (elle « ignorerait » donc le 7ᵉ rang binaire) ; pour cette machine, 111 et 1 000 111 seraient les mêmes nombres. Une telle machine ne pouvant « distinguer » le nombre (x) du nombre (1 000 000 + x), le résultat de la soustraction ($x - y$) apparaîtra identique à celui de la somme [1 000 000 + ($x - y$)].

Or, celle-ci est égale à : [x + (1 000 000 — y)].

Le nombre (1 000 000 — y) est un nombre positif que nous appellerons complément à deux du nombre y. *Ce complément s'obtient en écrivant le complément à 1 de chaque chiffre* (cela revient à remplacer tous les 0 par des 1 et tous les 1 par des 0) *et en ajoutant 1 dans la colonne la plus à droite* (y étant un nombre de 6 chiffres).

Exemple : recherche du complément y' de y = 100 110.

y = 100 110	remplacement des chiffres →	011 001
	addition	+ 1
	résultat	y' = 011 010

Nous pouvons vérifier que y' = 1 000 000 — y, c'est-à-dire que ($y + y'$) = 1 000 000.

Par ce moyen la soustraction est donc ramenée à une addition.

Exemple : soustraction de 10 111 (23) et de 1 100 (12). Le complément à 2 de 1 100 (soit de 001 100) est 110 100. Faisons la somme de 10 111 et de ce complément :

```
   10 111
  110 100
1 001 011
```

Le résultat de la soustraction demandée est donc 001 011 ou 1 011.

10 111 — 1 100 = 1 011.

Il est facile de vérifier que 1 011 dans le système à base 2 correspond au nombre décimal 11.

Le grand intérêt de cette méthode vient du fait qu'il suffit d'une seule règle d'opération pour faire des sommes algébriques : nous n'aurons plus besoin de distinguer une soustraction et une addition.

4° *La virgule flottante* (ou point décimal flottant). — Pour simplifier l'exposé, nous raisonnerons ici en système décimal mais le principe mis en œuvre en système binaire est exactement le même ; il est très utilisé dans le calcul automatique.

En général, les nombres sur lesquels opèrent les machines à calculer électroniques ont un nombre limité de chiffres: par exemple, 10 chiffres décimaux. Avec les conventions habituelles, nous ne pourrions considérer que des quantités variant entre 0 et 10^9 (1 milliard) sur une machine limitée à 10 chiffres décimaux. Or, nous rencontrerons souvent des nombres inférieurs à 1 ou supérieurs à 1 milliard (par exemple, comme inverses de quantités très petites). C'est pourquoi une représentation semi-logarithmique des nombres, connue sous le nom de représentation avec virgule flottante est généralement adoptée.

Tout nombre N s'écrit d'une manière et d'une seule, sous la forme 0, XXX XXX XX, le premier chiffre après la virgule ne doit pas être nul, et le nombre est multiplié par une puissance convenable de 10. Par exemple le nombre 1 453 est mis sous la forme suivante: $0{,}145\,3 \times 10^4$.

L'écriture de ce nombre est simplifiée dans la machine à calculer: l'exposant seul est inscrit et il est disposé à gauche de la mantisse. Ainsi, le nombre choisi dans l'exemple précédent s'écrit: 4,145 3. Si l'exposant est un nombre de 2 chiffres noté *mn*, en virgule flottante la représentation du nombre N précédent est donc la suivante:

mn, XXX XXX XX

Cet ensemble a l'aspect d'un nombre de 10 chiffres décimaux.

Cette méthode ne convenant que pour des nombres plus grands que 0,1 (l'exposant est alors compris entre 0 et 99), une convention supplémentaire a été adoptée: à gauche du nombre se trouve placé l'exposant réel (*mn*) augmenté de 50. En reprenant encore l'exemple précédent, 1 453 sera donc représenté par 54,145 3. Cela signifie que les exposants réels peuvent être compris entre — 50 (— 50 + 50 = 00) et + 49 (49 + 50 = 99). Nous pouvons donc représenter tous les nombres compris entre ($0{,}1 \times 10^{-50}$) et $0{,}999\,999\,99 \times 10^{49}$.

Ce procédé fait perdre deux chiffres significatifs (il n'en reste que 8 sur 10), mais ainsi il n'est pas nécessaire de connaître à l'avance l'ordre de grandeur des nombres intervenant dans un calcul. Il est employé universellement en calcul scientifique.

Exemples:

Le nombre $87{,}666\,899 = 0{,}87\,666\,899 . 10^{+2}$ s'écrit en virgule flottante 52 876 668 99.

En ajoutant 50 à l'exposant 2, on obtient le nombre 52 placé en tête du résultat.

En virgule flottante, le nombre représenté par 49 123 443 21 est $0{,}123\,443\,21 . 10^{(49-50)} = 0{,}012\,344\,321$.

5° *Opérations en virgule flottante.* — La représentation en virgule flottante permet de représenter avec 10 chiffres une très grande gamme de nombres; elle présente cependant l'inconvénient de rendre les calculs plus compliqués et donc de diminuer la vitesse de calcul du calculateur électronique. Cela est particulièrement vrai pour l'addition.

Pour calculer la somme de deux nombres 0, XXX XXX XX . 10^a et 0, YYY YYY YY . 10^b il faut commencer par comparer a et b.

a) *Premier cas: la valeur absolue de (a — b) est supérieure ou égale à 10.* La somme des deux nombres est égale au plus grand d'entre eux, à la précision de la machine près. En effet, si par exemple $a - b = 10$, cela veut dire que le premier nombre est très supérieur au second (sensiblement entre 1 milliard et 100 milliards de fois plus grand) et le résultat diffère peu du plus grand nombre. Si c'est une décimale située au-delà de la huitième qui est modifiée, cela n'apparaît pas sur la machine.

Exemple:

$x = 0{,}146\,543\,32 . 10^{11}$ et $y = 0{,}832\,475\,61 . 10^1$.

$$x + y = (0{,}146\,543\,320\,00 + 0{,}000\,000\,000\,08\ ..)\ 10^{11}$$
$$= 0{,}146\,543\,320\,08$$
$$= 0{,}146\,543\,32 . 10^{11} = x$$

Avec la représentation employée dans la machine, il faut écrire:

$$x = 61{,}146\,543\,32, \quad y = 51{,}832\,475\,61$$

La somme est:

$$x + y = 61{,}146\,543\,32$$

b) *Deuxième cas: la valeur absolue de (a — b) est inférieure à 10.*

— Il faut tout d'abord écrire le plus petit des deux nombres sous une forme telle qu'il ait le même exposant que l'autre.

— Ensuite l'addition des mantisses peut être effectuée.

— En troisième lieu, il faut déterminer l'exposant de la somme: il est égal au plus grand des deux exposants dans le cas où il n'y a pas de retenue, ou à cet exposant majoré d'une unité dans le cas contraire.

Premier exemple:

$x = 51\,327\,662\,41$

et $y = 48\,252\,000\,92$

$x = 0{,}327\,662\,41 . 10^1$

$y = 0{,}252\,000\,92 . 10^{-2} = 0{,}000\,252\,00 . 10^1$

Il reste à faire l'addition suivante:

$$\begin{array}{r} 327\,662\,41 \\ +\ 000\,252\,00 \\ \hline 327\,914\,41 \end{array}$$

Le résultat est donc représenté par le nombre 51 327 914 41.

Deuxième exemple:

$x = 51\,927\,662\,41 \Rightarrow x = 0{,}927\,662\,41 . 10^1$

et $y = 50\,975\,301\,19 \Rightarrow y = 0{,}097\,530\,11 . 10^1$

Il faut faire l'addition suivante:

$$\begin{array}{r} 927\,662\,41 \\ +\ 097\,530\,11 \\ \hline 1\,025\,192\,52 \end{array}$$

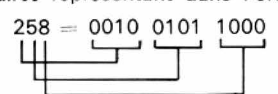
Une retenue a été faite pour l'addition des mantisses et donc le résultat s'écrit: 52 102 519 25.

Pour illustrer la diminution de la vitesse de calcul, disons que pour un calculateur déterminé, si une addition de nombres entiers demande 1 µs, il faut 6 à 7 µs pour une addition en virgule flottante. La multiplication en virgule flottante n'est qu'un peu moins rapide que la multiplication ordinaire car l'opération la plus longue, la multiplication des valeurs absolues des deux nombres, reste la même. Seule l'addition des exposants s'ajoute à l'opération normale.

4. EXEMPLES DE CODES UTILISÉS DANS LES ORDINATEURS

De nombreux codes sont employés dans les ordinateurs et quelques-uns de ceux-ci vont être présentés.

4.1. Système décimal codé binaire. — Une solution intermédiaire entre le système décimal et le système binaire consiste à écrire les nombres dans le système décimal et à convertir chaque chiffre séparément en binaire. Ainsi, au lieu d'écrire 258 en binaire, nous écrirons une suite de trois chiffres binaires représentant dans l'ordre 2, 5, et 8:



Pour convertir tous les chiffres de 0 à 9, il faut quatre chiffres égaux soit à 0, soit à 1; ils sont appelés *bits* en effet, trois bits ne permettraient que de coder huit chiffres décimaux, les huit combinaisons possibles étant: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. En fait, quatre bits permettent de coder les chiffres décimaux de 0 à 15; il y a donc six combinaisons inutilisées.

Ce gaspillage d'une partie des possibilités peut être évalué ainsi:

— le nombre de bits nécessaires pour représenter un nombre décimal de d chiffres en décimal codé binaire (D.C.B.) est: $D = 4 \times d$;

— en binaire pour représenter un nombre de b bits, il faut évidemment $B = b$ bits.

Le plus grand nombre qui puisse être représenté en décimal avec d chiffres est ($10^d - 1$) et en binaire avec b bits ($2^b - 1$). En effet, nous pouvons vérifier qu'avec trois chiffres, les plus grands nombres qui peuvent être écrits sont 999 en décimal soit ($10^3 - 1$) et 111 en binaire

qui correspond au chiffre 7, c'est-à-dire à $2^3 - 1$. D'où, à capacité égale, nous avons les relations suivantes :

$$10^d - 1 = 2^b - 1, \quad d = \frac{D}{4} \text{ et } b = B$$

soit :

$$10^{0{,}25D} = 2^B$$

La solution est approximativement $B = 0{,}83\ D$.

C'est donc environ 17 % de la place qui est perdue en utilisant le D.C.B. Mais l'emploi de ce système évite la conversion des données dans le système binaire, ce qui représente un avantage considérable quand les calculs à faire ne sont pas trop importants (les calculateurs destinés à la gestion utilisent le D.C.B.).

4.2. Code 1, 2, 4, 8, C. — Ce code est représenté sur le tableau suivant :

	1	2	4	8	C
1	1	0	0	0	1
2	0	1	0	0	1
3	1	1	0	0	0
4	0	0	1	0	1
5	1	0	1	0	0
6	0	1	1	0	0
7	1	1	1	0	1
8	0	0	0	1	1
9	1	0	0	1	0
0	0	1	0	1	0

Code 1, 2, 4, 8, C. Chaque chiffre de 0 à 9 est représenté à l'aide de cinq bits, dont deux ou quatre sont égaux à 1.

Il est utilisé sur certains supports magnétiques (V. chap. 3, § 4) ; très voisin du décimal codé binaire, il en diffère par le fait que 0 est représenté par 01010 (ce qui évite de le confondre avec l'absence d'information). Un cinquième bit, dit *de parité* (colonne C) assure la présence d'un nombre pair de bits égaux à 1 dans chaque chiffre : ce cinquième bit n'apporte aucune information nouvelle : les informaticiens l'appellent *bit de contrôle*.

4.3. Codes alphanumériques. — En système décimal, nous pouvons représenter une lettre à l'aide de trois chiffres. En système binaire, nous pourrions penser que 5 bits suffisent pour coder les 26 lettres de l'alphabet (nous obtenons 2^5 soit 32 combinaisons alors qu'il en faut 26). En réalité il est souvent nécessaire de coder simultanément des lettres et des chiffres décimaux et à cette fin, pour un code alphanumérique (pouvant représenter lettres et chiffres) il faut prévoir six bits pour un signe (soit 64 combinaisons). Les combinaisons non utilisées pour les lettres ou les chiffres seront réservées à des caractères dits spéciaux, utilisables en gestion (par exemple : %) ou en mathématiques (par exemple : $\sqrt{\ }$). C'est un code de 6 bits qui est utilisé par les ordinateurs I.B.M. 1400.

En fait, les constructeurs préfèrent souvent utiliser des codes souples, même « s'ils gaspillent plus de place », pour disposer à la fois des signes alphabétiques et des signes numériques. À titre d'exemple nous présenterons le code Hollerith utilisé par tous les constructeurs pour représenter l'information sur cartes perforées (V. tabl. ci-dessous) ; dans ce cas, une perforation correspond à un bit 1. C'est un code de 12 bits ; chacun d'eux est désigné par un nombre : 12, 11, 0 (*bits* dits *hors-texte*), 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 et 9 (*bits numériques*). Pour représenter un chiffre compris entre 0 et 9, il suffit de perforer le bit numérique désigné par ce

Représentation des caractères du G 115
Code carte, valeur binaire et caractère imprimé

Classement binaire	Caractère imprimé	Code carte Hollerith	Classement binaire	Caractère imprimé	Code carte Hollerith
1	0	0	33	↑	11-0
2	1	1	34	J	11-1
3	2	2	35	K	11-2
4	3	3	36	L	11-3
5	4	4	37	M	11-4
6	5	5	38	N	11-5
7	6	6	39	O	11-6
8	7	7	40	P	11-7
9	8	8	41	Q	11-8
10	9	9	42	R	11-9
11	[	8-2	43	—	11
12	#	8-3	44	S	11-8-3
13	@	8-4	45	*	11-8-4
14	:	8-5	46	)	11-8-5
15	>	8-6	47	;	11-8-6
16	?	8-7	48	' (apostrophe)	11-8-7
17	b		49	+	12-0
18	A	12-1	50	/	0-1
19	B	12-2	51	S	0-2
20	C	12-3	52	T	0-3
21	D	12-4	53	U	0-4
22	E	12-5	54	V	0-5
23	F	12-6	55	W	0-6
24	G	12-7	56	X	0-7
25	H	12-8	57	Y	0-8
26	I	12-9	58	Z	0-9
27	&	12	59	←	0-8-2
28	.	12-8-3	60	, (virgule)	0-8-3
29	]	12-8-4	61	%	0-8-4
30	(	12-8-5	62	=	0-8-5
31	<	12-8-6	63	"	0-8-6
32	\	12-8-7	64	!	0-8-7

chiffre. Un signe est adjoint à ce chiffre grâce à la convention suivante :

signe +: perforation du bit 12
signe —: perforation du bit 11

Pour représenter une lettre (de A à Z), deux perforations sont nécessaires :
— perforation d'un bit hors-texte : (0, 11 ou 12),
— perforation d'un bit numérique.

Pour les lettres de A à I, il faut :
— perforer le bit 12,
— perforer un bit numérique (de 1 à 9 selon le rang de la lettre : le bit 1 pour A, le bit 2 pour B, etc.).

Pour les lettres de J à R, il faut :
— perforer le bit 11,
— perforer un bit numérique (de 1 à 9 selon le rang de la lettre : le bit 1 pour J, le bit 2 pour K, etc.).

Pour les lettres de S à Z compris, il faut :
— perforer le bit 0,
— perforer un bit numérique (de 2 à 9).

Ce code, universellement utilisé, est peu performant en réalité : c'est un code de 12 bits pour représenter environ 6 bits d information.

5. ORGANISATION DE L'INFORMATION EN VUE DU TRAITEMENT AUTOMATIQUE

En général, les informations à traiter sont groupées en lots d'importance différente entre lesquels diverses relations peuvent être établies. Différents types de groupes d'information sont à distinguer :

5.1. Le mot. — Par définition, c'est la *plus petite quantité d'information qui puisse concourir à une opération donnée* (lecture en mémoire centrale ou traitement en unité centrale). Ainsi, un nom est un mot, une adresse (toute l'adresse) forme un mot, etc.

5.2. Le groupe de mots. — *C'est un ensemble de mots* ; il n'intervient pas toujours sous cette forme de groupe. Pour préciser cela, imaginons le nom et l'adresse d'un client d'une société, stockés sur une bande magnétique : M. DUPONT, 30, RUE DU DOCTEUR-LOMBARD, PARIS. Si l'entreprise se sert systématiquement du nom associé à l'adresse, l'ensemble doit être considéré comme un mot. Au contraire, si elle utilise parfois le nom sans adresse ou l'adresse sans le nom, il faut distinguer deux mots, le nom d'une part, l'adresse d'autre part et l'ensemble forme un groupe de mots.

5.3. L'article. — *C'est un groupe d'informations* constitué de plusieurs mots ou groupes de mots *qui peuvent être regroupés autour d'un indicatif commun*, c'est-à-dire qui concernent un même objet, un même individu, un même critère, etc. Ainsi, toutes les informations caractérisant un ensemble industriel à une date déterminée *t* forment un article. Celui-ci peut être comparé à un autre article caractérisant le même ensemble industriel à une autre date *t'*.

5.4. Un fichier. — *C'est un ensemble organisé d'informations regroupant un certain nombre d'articles* (nombre souvent très grand). Un fichier d'ordinateur est une transposition, avec des structures plus rigides, des fichiers classiques et des archives diverses.

Les informaticiens parlent très souvent de fichier mais, malheureusement, donnent à ce mot au moins trois sens différents : un fichier peut représenter le *support physique* où est stockée l'information : c'est un cahier, un ensemble de fiches, des bandes ou des disques magnétiques. Un fichier peut également représenter *l'information qui est stockée* sur ces supports physiques ; ainsi, le fichier-client peut représenter l'ensemble des clients avec pour chacun d'eux le nom, l'adresse, la date du dernier achat, le montant total des achats de l'année. Enfin, un fichier peut être *l'organisation structurelle de ces informations ;* par exemple, dans le cas précédent, un client est représenté par une suite de quatre libellés comportant respectivement 10, 20, 5 et 10 caractères (un caractère est un chiffre, une lettre ou un signe qui, suivant le support, est représenté par 6 ou 8 ou 12 bits).

MONTANT	DATE	ADRESSE	NOM

Organisation des informations

Notons qu'il s'agit là de l'organisation logique de l'information ; la différence que nous avons faite entre les différents enregistrements provient des relations logiques qui existent entre les informations qu'ils représentent.

À cette organisation logique se superpose l'organisation physique qui peut être ou ne pas être semblable : cette organisation tient compte des liens matériels qui existent entre les enregistrements : a-t-on laissé un blanc ? est-on passé à la ligne suivante ?... Ainsi, si un blanc sépare deux mots, l'organisation physique reflète l'organisation logique ; au contraire, si deux mots sont écrits l'un à côté de l'autre, sans séparation (la reconnaissance de chaque mot peut être faite par la connaissance du nombre de caractères de chaque mot), l'organisation physique ne se confond pas avec l'organisation logique.

CHAPITRE II

STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN ORDINATEUR

Avant d'aborder la configuration technologique d'un ordinateur, il est essentiel d'en connaître les différentes parties, leur rôle et les relations qui existent entre elles. Après avoir présenté un ordinateur particulièrement simple, nous distinguerons ses différentes parties et préciserons leurs fonctions ; l'étude du principe général deviendra ensuite plus rigoureuse et nous considérerons successivement l'unité arithmétique, la mémoire et l'unité centrale.

1. UN ORDINATEUR SIMPLIFIÉ

Pour pouvoir continuer à étudier ses problèmes et prendre des décisions, tout en n'ayant plus de travail routinier à faire, un chercheur *C* peut engager un aide *A* sachant exécuter parfaitement un nombre limité d'ordres, tous très simples, faisant partie de la liste limitative suivante :
— repérer une case sur une feuille quadrillée,
— lire un nombre (ou un mot),
— écrire un nombre (ou un mot),
— additionner deux nombres,
— soustraire deux nombres,
— multiplier deux nombres,
— diviser deux nombres.

Pour obtenir le résultat du calcul suivant :

$$y = 327 \times 583 - 838 \times 228{,}5$$

C doit décomposer le travail en une suite logique d'instructions très simples. Si nous supposons que *A* dispose

1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12

Fig. II-1
Une feuille de brouillon de l'aide A

d'une feuille de papier brouillon formé de grands rectangles numérotés (fig. II-1) et d'une feuille de papier, la liste d'instructions peut être la suivante :

1 - calculer 327 × 583 ;
2 - écrire le résultat dans la case 1 du papier brouillon ;
3 - calculer 838 × 228,5 ;
4 - écrire le résultat dans la case 2 du papier brouillon ;
5 - lire le nombre écrit dans la case 1 du papier brouillon ;
6 - lire le nombre écrit dans la case 2 du papier brouillon ;
7 - faire la soustraction entre ces deux nombres ;
8 - écrire le nombre obtenu dans la case 3 du papier brouillon ;
9 - écrire sur la feuille de papier le nombre stocké en case 3.

Évidemment, la liste des instructions peut resservir quand la même sorte de calcul est à refaire ; ainsi, pour calculer :

$$z = 222 \times 5 - 8 \times 372$$

la liste précédente peut être réutilisée après changement des instructions 1 et 3 ; elles doivent devenir respectivement :

1 - calculer 222 × 5 ;
3 - calculer 8 × 372.

Pour faire un calcul qui comprend plusieurs opérations, *C* doit rester constamment avec *A* : il donne la première instruction, attend qu'elle soit exécutée (*A* fait un signe de la main à ce moment-là, par exemple) puis donne la seconde et ainsi de suite. Pour se libérer de ce travail, *C* peut demander la collaboration d'une personne *B*.

Ainsi *C* étudie ses problèmes et quand il a de longs calculs à faire, il les décompose en une suite d'instructions très simples que *A* sait exécuter. *C* écrit donc la liste des instructions en suivant bien attentivement l'ordre dans lequel elles doivent l'être. Il donne ensuite cette liste à *B* qui vérifie qu'elle ne comporte pas d'instructions jamais vues que *A* ne pourrait exécuter. Après cette vérification, *C* peut se pencher sur d'autres problèmes ou se reposer.

Le travail de chercheur de *C* reste un travail essentiellement humain et la machine ne peut rien pour le supprimer : il faut en effet découvrir les problèmes, les analyser et décomposer leur résolution en une suite d'instructions appelée par les informaticiens : **programme de la machine.** Ce n'est qu'une fois cette décomposition réalisée, que la machine peut intervenir, car le travail est alors purement mécanique : il n'y a pas création. La machine qui remplace *A* et *B* est un ordinateur. Nous pouvons le considérer comme un groupe de machines reliées électriquement les unes aux autres et placées sous la dépendance d'une suite d'instructions appelée *programme ;* celui-ci permet de faire exécuter aux diverses machines le plan de travail préalablement prévu par l'homme. L'ordinateur reste une machine au service de l'homme.

2. LES DIFFÉRENTES PARTIES D'UN ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE

L'exemple très simple du paragraphe précédent nous permet de distinguer nettement trois parties essentielles dans un ensemble électronique :

— **l'unité de mémoire** qui remplace le papier brouillon, ainsi que la feuille sur laquelle sont inscrites les instructions ;
— **l'unité de calcul** qui remplace *A ;*
— **l'unité de contrôle** qui remplace *B.*

Cet exemple nous permet également de pressentir la nécessité d'**unités d'entrée** et de **sortie** qui permettent au tandem *A-B* de communiquer avec *C :* pour l'*entrée du programme et des données* d'une part et pour la *sortie des résultats d'autre part* (fig. II-2).

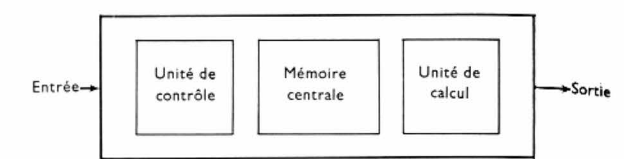


Fig. II-2 — Les différentes parties d'un ordinateur

2.1. Unité de mémoire

2.1.1. But de la mémoire. — Comme son nom l'indique, la mémoire est une unité susceptible de stocker des informations. C'est l'équivalent d'une ardoise sur laquelle nous pouvons écrire des chiffres ou des nombres que nous lisons quand nous le désirons et que nous effaçons quand ils sont devenus inutiles.

L'unité de mémoire sert à stocker toutes les informations nécessaires au cours des différentes étapes du travail. En particulier, cette unité est utilisée pour stocker le programme qui, rappelons-le, est l'ensemble des instructions (de lecture, d'écriture, de stockage, de calcul) qui permettent d'arriver au résultat final si elles sont suivies dans l'ordre indiqué. C'est également dans la mémoire centrale que seront stockés les données initiales et tous les résultats intermédiaires obtenus en cours de calcul et nécessaires à la suite des opérations.

La présence d'une mémoire permet notamment de distinguer les ordinateurs et les machines à calculer classiques ou les machines comptables ordinaires (fig. II-3) ; en effet, pour ces machines, la partie essentielle est l'unité de calcul. Dans un ordinateur, l'unité de calcul est indispensable certes, mais la mémoire permet de faire de véritables prouesses. À titre d'exemples, nous pouvons citer :

— la réalisation d'une très longue suite de calculs (le programme et les résultats partiels sont stockés en mémoire) ; c'est là l'utilisation de type scientifique de l'ordinateur ;

— le stockage d'informations. Un très grand nombre de renseignements peuvent être enregistrés dans une mémoire, pour une utilisation ultérieure ; c'est ce qui explique l'intérêt de l'ordinateur, en gestion notamment.

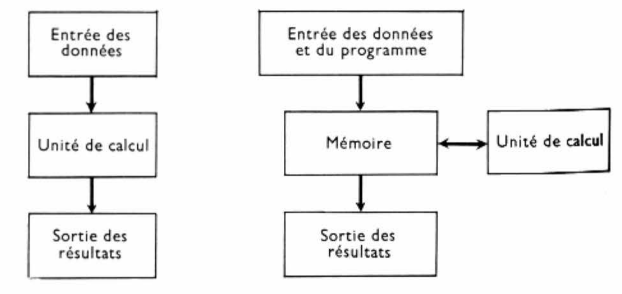
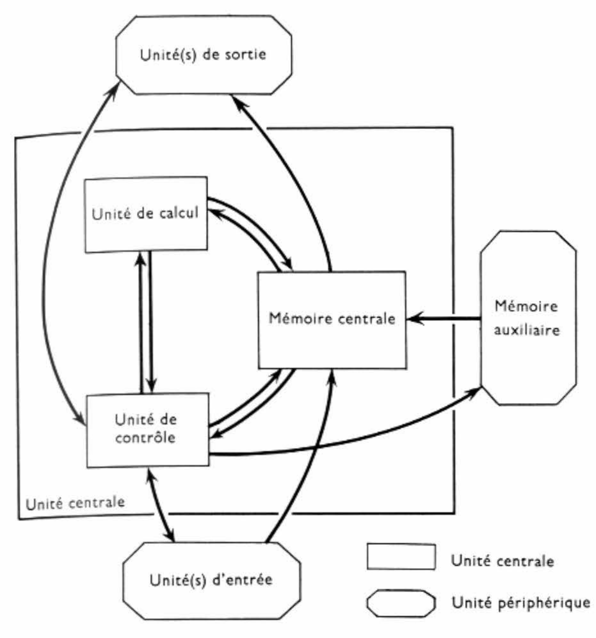


Fig. II-3 — La machine à calculer et l'ordinateur

2.1.2. Mémoire interne et mémoire externe. — Il faut cependant distinguer deux types de mémoire : la **mémoire interne** ou **mémoire centrale** de l'ordinateur qui assure toutes les fonctions dont nous venons de parler, et les **mémoires externes** ou **auxiliaires** qui servent uniquement à stocker de l'information qui n'est pas destinée à être utilisée immédiatement. Si la mémoire interne pouvait stocker une quantité infinie d'informations, les mémoires externes seraient totalement inutiles ; ce n'est cependant pas encore le cas.

La mémoire interne d'un ordinateur est divisée en un certain nombre de **cases** ou **cellules ;** ces cases ont chacune un numéro, ou *adresse*, ce qui permet de les distinguer. Chaque cellule peut stocker un nombre ou un mot à condition que le nombre de chiffres ou de lettres ne dépasse pas un nombre déterminé qui dépend du type d'ordinateur (V. chap. 3).



Les flèches représentent des transferts d'information ou d'ordre

Fig. II-4 — Un ensemble électronique ou ordinateur

2.1.3. Qualités d'une mémoire. — Les qualités essentielles d'une mémoire sont :

— 1° son prix ;

— 2° sa vitesse d'accès (c'est-à-dire le temps nécessaire pour aller chercher une information) ;

— 3° sa capacité (c'est-à-dire la quantité d'informations qu'elle peut stocker, exprimée en bits).

Comme nous pouvons l'imaginer, plus la vitesse d'accès est faible, plus le temps de calcul est faible et plus le coût est élevé. De même, plus la capacité de la mémoire centrale est grande, plus les possibilités de l'ordinateur sont grandes et plus le coût est élevé. Ce sont les besoins spécifiques de l'utilisateur (et ses possibilités financières) qui déterminent la capacité de la mémoire et sa vitesse d'accès.

2.2. Unité de calcul. — L'unité de calcul, appelée aussi **unité arithmétique** est utilisée pour l'exécution des opérations ; lorsque deux nombres arrivent dans cette unité, celle-ci effectue la différence, le produit ou le quotient selon le cas. Cette transformation est faite en utilisant le calcul binaire (V. chap. 1) et une algèbre non classique appelée *algèbre de Boole* (V. ci-après).

Notons bien que cette unité de calcul ne délivre que les résultats des opérations qui lui sont demandés et qu'en aucun cas, elle ne les choisit. Elle ne fonctionne que grâce à une mise en œuvre très stricte des propriétés des circuits électriques.

2.3. Unité de contrôle. — L'unité de contrôle est utilisée pour coordonner la marche de tout l'ensemble électronique : non seulement elle assure le contrôle de l'unité de calcul (comme *B* contrôlait *A*), mais aussi celui de l'unité de mémoire et des unités d'entrée et de sortie. Dans cette unité, chaque instruction sera considérée successivement, puis exécutée. La suite d'opérations effectuées par cette unité peut se résumer de la façon suivante :

— commande de la lecture de la première instruction du programme qui n'a pas encore été exécutée ;

— recherche dans la mémoire (à l'adresse indiquée dans le programme) de toutes les informations nécessaires ;

— commande du transfert de ces informations dans l'unité arithmétique ;

— « indication » à l'unité de calcul de l'opération à exécuter ;

— transfert du résultat final à l'adresse indiquée par le programme lorsque l'opération de calcul est terminée ;

— commande de la lecture de l'instruction suivante.

Les unités de l'ordinateur n'émettent aucun signal qui indique que l'instruction est exécutée (comme le faisait *A*). Pour assurer le rôle de coordination indispensable, l'unité de contrôle comporte une horloge. Connaissant le temps nécessaire à chaque opération et à chaque traitement, la durée nécessaire à l'exécution d'un ordre peut alors être déterminée par l'unité. Ainsi, le moment où il faut donner un autre ordre est parfaitement connu.

C'est de la bonne surveillance et de la rapidité d'intervention de l'unité de contrôle que dépendent la rapidité d'obtention et l'exactitude du résultat. Notons encore qu'en aucun cas une unité de contrôle n'est douée d'intelligence créatrice : elle n'est qu'un esclave rapide et discipliné dont la mission est de faire exécuter le programme.

2.4. Conclusion. — Un ensemble électronique est donc finalement composé de deux groupes d'éléments (fig. II-4) : **l'unité centrale** et **les unités périphériques :**

- L'unité centrale comprend trois éléments essentiels :
  — la *mémoire centrale*,
  — l'*unité de calcul*,
  — l'*unité de contrôle*.
- Les unités périphériques désignent :
  — les *organes d'entrée*,
  — les *organes de sortie*,
  — les *mémoires auxiliaires*.

3. L'UNITÉ DE CALCUL : ALGÈBRE DE BOOLE ET ADDITIONNEUR

Dans un ensemble électronique, les chiffres 0 et 1 sont représentés de manière conventionnelle par l'absence ou par la présence d'une impulsion électrique (courant très bref) ; elle traverse des dispositifs électriques ou électroniques ne pouvant prendre que deux états. Pour l'étude des ensembles ainsi réalisés, il faut remplacer l'algèbre classique par l'algèbre de Boole, algèbre des fonctions logiques.

Nous présenterons d'abord une vue générale de l'algèbre propre aux fonctions logiques ne pouvant être que vraies ou fausses. Nous verrons ensuite plus en détail l'algèbre universellement adoptée par les constructeurs.

3.1. L'algèbre de OUI-NON

3.1.1. L'algèbre des propositions. — Ce chien a cinq pattes, il fait beau, un ordinateur pèse plus de 10 kilogrammes, voilà autant de propositions. *Une proposition est une affirmation qui a la propriété d'être toujours ou juste, ou fausse et jamais les deux à la fois.* Ce chien a cinq pattes est une proposition à partir du moment où nous avons défini clairement ce qu'est une patte et de quel chien il s'agit. Nous pouvons alors compter le nombre de pattes du chien : il en aura ou moins de cinq, ou cinq, ou plus de cinq. Dans le premier et le dernier cas, la proposition sera déclarée fausse ; dans le cas intermédiaire, elle sera déclarée juste. De même, « *il fait beau* » est une proposition à partir du moment où il est clairement défini ce qu'est un *jour beau*. Par définition, si nous posons qu'il fait beau à partir du moment où la température est égale ou supérieure à 18 °C, nous pouvons dire si la proposition précédente est vraie ou fausse.

Nous représenterons une proposition par une variable x (ou y) ; quand elle sera juste nous poserons $x = 1$; quand elle sera fausse nous poserons $x = 0$.

Ainsi, alors qu'en algèbre classique nous opérons avec des nombres, en algèbre de oui-non nous considérons des propositions. Nous définirons donc un ensemble de propositions, représentées par exemple par x_1, x_2, x_3 et x_4, et nous les utiliserons pour obtenir de nouvelles propositions en suivant des règles précises. Mais, face à une proposition, nous nous demanderons tout de suite : est-elle vraie ou est-elle fausse ?

3.1.2. La négation. — Par exemple, la première proposition : « ce chien a cinq pattes », représentée par x_1 peut être transformée en une *négation*. Elle devient : « *ce chien*

n'a pas cinq pattes » ; c'est une nouvelle proposition (en effet, elle est toujours ou vraie, ou fausse et jamais les deux à la fois). Nous la représenterons par x_2. En utilisant le symbole de l'*implication logique* de la théorie des ensembles ($\Rightarrow$: entraîne) nous pouvons écrire :

$$x_1 = 0 \Rightarrow x_2 = 1$$
$$x_1 = 1 \Rightarrow x_2 = 0$$

En utilisant une négation, nous venons de transformer une proposition x_1 en une autre proposition x_2. Cela peut être comparé à ce que font les mathématiciens quand ils établissent une correspondance entre des nombres au moyen d'une fonction ; citons par exemple la fonction $y_2 = (3\ y_1 + 5)$ qui fait correspondre aux nombres y_1 égaux à 3, 4, 5, . . ., des nombres y_2 respectivement égaux à 14, 17, 20, . . . C'est pourquoi, par analogie, nous dirons que la négation est une fonction d'une proposition : c'est la fonction qui transforme une proposition vraie en une proposition fausse et une proposition fausse en une proposition vraie.

Nous représenterons la négation par un trait placé au-dessus de la proposition sur laquelle elle agit :

$$x_1 \longrightarrow x_2 = \overline{x_1}$$

(lire : à toute variable x_1 correspond une valeur pour la fonction x_2 égale à x_1 *barre*).

Cette écriture a conduit à appeler *fonction barre* la négation.

Nous pouvons appliquer la fonction barre sur la proposition x_2 ; nous obtenons une nouvelle proposition x_3 qui sera la négation de la proposition x_2 :

$$x_2 \longrightarrow x_3 = \overline{x_2}$$

La proposition x_2 était : « ce chien n'a pas cinq pattes », la proposition x_3, négation de x_2, est donc la proposition : « *ce chien a cinq pattes* » (deux négations se détruisent et donnent une affirmation) ; c'est donc la même que la proposition x_1. Cette règle de grammaire peut d'ailleurs être démontrée en algèbre du oui-non, en utilisant un *tableau de vérité*. Dans le cas étudié, ce tableau comporte trois colonnes correspondant respectivement à x_1, x_2 et x_3. Dans la première colonne, nous plaçons les deux valeurs possibles de x_1 : 0 lorsque la proposition est fausse, 1 lorsqu'elle est vraie. Dans la seconde, nous écrivons les valeurs correspondantes de $x_2 = \overline{x_1}$ ($x_2 = 1$ si $x_1 = 0$ et inversement). Dans la troisième colonne, nous disposons les valeurs de $x_3 = \overline{x_2}$ ($x_3 = 0$ si $x_2 = 1$ et inversement).

x_1	x_2	x_3
0	1	0
1	0	1

Nous constatons que les colonnes 1 et 3 sont identiques : les propositions x_1 et x_3 ayant simultanément les mêmes états de vérité seront dites identiques :

$$x_1 = x_3$$

3.1.3. Fonctions logiques. — L'algèbre du oui-non est donc une algèbre qui concerne un certain nombre de propositions x_i et de fonctions de propositions f_j appelées **fonctions logiques.** Une fonction logique d'une proposition x_1 est une autre proposition x_2 appelée aussi $f(x_1)$: $x_2 = f(x_1)$; comme toutes les propositions, x_2 aura la propriété d'être ou vraie ou fausse.

1° *Fonction logique d'une proposition.* — Considérons l'ensemble des fonctions logiques d'une proposition x : il en existe quatre (avec deux chiffres nous ne pouvons former que quatre combinaisons) que nous appellerons f_1, f_2, f_3, f_4 ; elles sont définies au moyen du tableau ci-après.

Les fonctions f_1 et f_4 sont un peu étonnantes puisqu'elles font correspondre à une proposition x, une proposition y totalement indépendante de x : f_1 est une *proposition toujours fausse*, f_4 est une *proposition toujours vraie*.

x	f_1	f_2	f_3	f_4
0	0	1	0	1
1	0	0	1	1

Ce type de transformation, dans laquelle l'image est indépendante de l'élément transformé, se rencontre également en algèbre classique : ainsi, la fonction $y = 0x$, fait correspondre un nombre nul à un nombre x quel qu'il soit.

La fonction f_2 n'est autre que la *fonction négation* étudiée précédemment : $f_2(x) = \overline{x}$.

La fonction f_3 est vraie en même temps que x, et est fausse en même temps que cette proposition : c'est la *fonction identique* (en mathématiques c'est la fonction que multiplie un nombre 1).

2° *Fonction logique de deux propositions.* — Nous considérons maintenant l'ensemble des fonctions logiques f_i de deux propositions x_1 et x_2. Seize fonctions différentes peuvent être obtenues (nous pouvons former seize combinaisons dans ce cas) ; leurs valeurs sont données par le tableau suivant :

x_1	x_2	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}	f_{16}
0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1

Un certain nombre de ces fonctions ne présentent que peu d'intérêt pratique car elles sont indépendantes des variables ou ne dépendent que d'une variable. Ainsi, $f_1(x_1, x_2)$ est toujours fausse et $f_{16}(x_1, x_2)$ est toujours vraie, quel que soit l'état de vérité de x_1 et x_2. De même, en vérifiant l'identité des états de vérité respectifs, nous voyons que nous avons les relations suivantes :

$$f_4\ (x_1, x_2) = \overline{x_1}$$
$$f_6\ (x_1, x_2) = \overline{x_2}$$
$$f_{11}\ (x_1, x_2) = x_2$$
$$f_{13}\ (x_1, x_2) = x_1$$

Au contraire, les dix autres fonctions dépendent bien de la valeur prise par les deux variables, c'est-à-dire de l'état de vérité des deux propositions x_1 et x_2. Cependant, certaines de ces dix fonctions sont plus intéressantes que d'autres et nous admettrons le résultat suivant : *toute fonction logique d'un nombre quelconque de propositions indépendantes, peut s'exprimer en utilisant seulement une combinaison de certaines de ces dix fonctions.* En cherchant quel est le plus petit groupe de fonctions (voire la fonction), qui permet d'exprimer n'importe quelle autre fonction logique, il est apparu que deux fonctions sont particulièrement intéressantes : f_2 ou **fonction rejet** et f_8 ou **fonction de conjonction négative.**

Le tableau suivant montre que l'image de deux propositions selon une fonction rejet est *une proposition qui n'est vraie que lorsque les deux propositions sont fausses et qui est fausse dans tous les autres cas.* En revanche, l'image de deux propositions x_1 et x_2 selon une fonction de conjonction négative est une proposition *qui n'est fausse que lorsque x_1 et x_2 sont vraies et qui est vraie dans tous les autres cas.* Aucune autre fonction ne possède seule cette propriété ; en revanche, des couples de fonctions (fonction négation et f_9) ou des triplets de fonctions (f_7, f_{10} et f_9) possèdent cette intéressante propriété.

x_1	x_2	f_2
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

fonction rejet

x_1	x_2	f_8
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

fonction de conjonction négative

À partir de chaque groupe de fonctions possédant cette propriété, il a été possible d'élaborer une algèbre des fonctions logiques qui, en fait, est une algèbre de oui-non. Cela a permis d'exprimer facilement n'importe quelle fonction logique au moyen de fonctions simples et donc d'appliquer le *système de numération binaire* (V. chap. 1) à des opérations de logique.

3.1.4. Fonctions logiques et ordinateurs. — Les unités de calcul de tous les ordinateurs auraient pu être construites avec des montages (appelés circuits logiques) traduisant sous une forme électrique uniquement les fonctions rejets ou uniquement les fonctions de conjonction négative. Cela est réalisé dans certains calculateurs utilisés dans les automatismes (V. t. 2, Automatismes). En réalité, pour les ordinateurs, les constructeurs ont trouvé plus économique de représenter toute fonction logique (et donc de réaliser toute opération en système de numération binaire) par la combinaison de trois fonctions logiques appelées :

— la fonction négation ou fonction NON,
— la fonction ET,
— la fonction OU

qui seront définies dans le paragraphe suivant. Ils y perdent dans le domaine de la standardisation (trois fonctions au lieu d'une et donc trois sortes de circuits logiques au lieu d'un), mais ils y gagnent dans le nombre moyen de fonctions à utiliser pour représenter une fonction quelconque, notamment pour faire des additions en système à base 2. L'algèbre qui a été construite à partir de ces trois fonctions et qui trouve son application dans les calculateurs électroniques est l'algèbre de Boole.

3.2. L'algèbre de Boole

3.2.1. Définitions des fonctions NON, ET, OU. — C'est l'algèbre des fonctions logiques créée à partir de trois fonctions NON, ET et OU qui peuvent être définies au moyen de tableaux de vérité.

Fonction NON

x	$\bar{x}$
0	1
1	0

Fonction ET

x_1	x_2	$x_1 . x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fonction OU

x_1	x_2	$x_1 + x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Aux propositions x_1 et x_2, la fonction ET fait correspondre une troisième proposition notée $x_1 . x_2$ qui n'est vraie que lorsque x_1 et x_2 sont vraies et qui est fausse dans les autres cas. Le lecteur remarquera que le résultat de la troisième colonne du tableau de vérité est égal au produit des valeurs de x_1 et x_2 portées sur la même ligne que le résultat. Cela explique la notation choisie.

Aux deux propositions x_1 et x_2, la fonction OU fait correspondre une troisième proposition notée $(x_1 + x_2)$ qui est vraie si x_1 ou x_2 est vraie ; elle n'est fausse que si les deux propositions x_1 et x_2 sont fausses simultanément. Sur une ligne du tableau de vérité, nous pouvons remarquer que la somme des valeurs de x_1 et de x_2 est égale au résultat inscrit dans la troisième colonne sauf pour la dernière ligne où nous écrivons $1 + 1 = 1$. Ces résultats correspondent à une addition particulière appelée *somme booléenne* et cela explique la notation utilisée pour la fonction OU.

Nous pouvons les représenter symboliquement de la façon suivante :

Fonction NON	Fonction ET	Fonction OU
$x \rightarrow$ NON $\rightarrow \bar{x}$	$x_1 \searrow$ ET $\rightarrow x_1 . x_2$, $x_2 \nearrow$	$x_1 \searrow$ OU $\rightarrow x_1 + x_2$, $x_2 \nearrow$
opération négation	opération produit	opération somme

Cette algèbre a été appelée algèbre de Boole, du nom du mathématicien irlandais, fondateur de la logique symbolique : George Boole (1815-1864).

Remarque : La fonction rejet définie au paragraphe précédent apparaît comme la négation de la fonction OU ; cette fonction rejet est aussi appelée fonction NI. La fonction de conjonction négative est la négation de la fonction ET. Les fonctions ET et OU correspondent respectivement à f_9 et à f_{15}.

3.2.2. Théorème fondamental. — Le théorème le plus important de cette algèbre fait référence à la propriété essentielle de ce triplet de fonctions : *une fonction logique de n variables indépendantes peut toujours s'exprimer au moyen d'une combinaison de trois fonctions,* NON, ET, OU.

Exemple : Considérons une fonction F de trois variables x_1, x_2 et x_3, *définies au moyen du tableau suivant* (les valeurs de F sont choisies arbitrairement) :

x_1	x_2	x_3	$F(x_1, x_2, x_3)$
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	0
0	1	1	1
1	1	1	0

Rappelons la signification de chacune des lignes en prenant comme exemple la troisième :

$x_1 = 0$	$x_2 = 1$	$x_3 = 0$	$F(x_1, x_2, x_3) = 0$

Elle indique que, si les propositions x_1 et x_3 sont fausses et si la proposition x_2 est vraie, alors la proposition F est fausse (le raisonnement est le même pour les autres lignes).

Ayant utilisé la conjonction de coordination ET, nous sommes amenés à associer un produit booléen à cette valeur F (0,1,0), de la fonction F. En représentant encore une proposition vraie par la lettre x et la proposition contraire par $\bar{x}$, nous pouvons faire correspondre à la valeur F (0, 1, 0), le produit k qui sera égal à 1 lorsque x_1 et x_3 sont fausses et que x_2 est vraie :

$$k = \bar{x}_1 . x_2 . \bar{x}_3 = \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3$$

En opérant de la même façon pour toutes les lignes (nous cherchons toujours un produit k égal à 1) nous pouvons établir le tableau suivant :

	$F(x_1, x_2, x_3)$	k
ligne 1	1	$\bar{x}_1\ \bar{x}_2\ \bar{x}_3$
ligne 2	0	$x_1\ \bar{x}_2\ \bar{x}_3$
ligne 3	0	$\bar{x}_1\ x_2\ \bar{x}_3$
ligne 4	1	$x_1\ x_2\ \bar{x}_3$
ligne 5	1	$\bar{x}_1\ \bar{x}_2\ x_3$
ligne 6	0	$x_1\ \bar{x}_2\ x_3$
ligne 7	1	$\bar{x}_1\ x_2\ x_3$
ligne 8	0	$x_1\ x_2\ x_3$

Nous pouvons alors considérer la fonction suivante :

$$F' = \sum_{i=1}^{i=8} F_i\ k_i,$$

où nous désignons par i le numéro de la ligne du tableau ci-dessus, par F_i la valeur de F inscrite sur cette ligne et par k_i le produit écrit dans la dernière colonne k sur cette même ligne i. En explicitant, cette fonction F' s'écrit aussi sous la forme suivante :

$$F' = \bar{x}_1\ \bar{x}_2\ \bar{x}_3 + x_1\ x_2\ \bar{x}_3 + \bar{x}_1\ \bar{x}_2\ x_3 + \bar{x}_1\ x_2\ x_3$$

Les autres produits de la colonne k ne figurent pas dans cette expression car ils sont multipliés par zéro (valeurs de F_i pour les lignes 2, 3, 6 et 8). *F' est donc bien une fonction de propositions, combinaison des trois fonctions NON, ET, OU.*

Nous pouvons vérifier que cette fonction F' est bien égale à la fonction F, en utilisant un tableau de vérité où nous inscrivons la valeur des deux fonctions pour chaque combinaison possible des trois variables : rappelons que, par définition, deux fonctions sont égales si elles ont la même valeur pour chaque combinaison des variables et seulement dans ce cas.

x_1	x_2	x_3	$\bar{x}_1$	$\bar{x}_2$	$\bar{x}_3$	$\bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3$	$x_1x_2\bar{x}_3$	$\bar{x}_1\bar{x}_2x_3$	$\bar{x}_1x_2x_3$	F'	F
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1
0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Nous constatons ainsi que les fonctions F et F' sont bien égales. *La fonction F' est donc une représentation de la fonction F n'utilisant que les fonctions ET, OU, NON.*

3.2.3. Lois de l'algèbre de Boole. — Avec ces tableaux de vérité, il est possible de démontrer neuf lois générales qui rappellent des lois de l'algèbre classique et qui sont très utiles en algèbre de Boole pour simplifier des fonctions. Nous désignons par x, y et z trois propositions distinctes.

— **Loi de la neutralité :**

$$x \times 0 = 0 \qquad x \times 1 = x$$
$$x + 0 = x \qquad x + 1 = 1$$

— **Loi de la commutativité :**

$$x + y = y + x \qquad xy = yx$$

— **Loi d'associativité :**

$$x(yz) = (xy)z \qquad (x + y) + z = x + (y + z)$$

— **Loi de distributivité :**

$$x\ (y + z) = xy + xz$$
$$x + yz = (x + y)(x + z)$$

— **Loi de la double négation :**

$$\bar{\bar{x}} = x$$

— **Loi de l'exclusion :**

$$x + \bar{x} = 1\ ; \quad x\bar{x} = 0$$

— **Loi de l'absorption :**

$$x + x = x \qquad xx = x$$
$$x\ (x + y) = x \quad x + xy = x$$

— **Loi d'absorption de la négation :**

$$x + \bar{x}y = x + y$$
$$\bar{x} + xy = \bar{x} + y$$

— **Loi de de Morgan :** $\overline{xy} = \bar{x} + \bar{y}$

$$\overline{x + y} = \bar{x}\ \bar{y}$$

À titre d'exemple, nous démontrerons la deuxième loi de distributivité :

$$x + yz = (x + y)(x + z)$$

À l'aide d'un tableau de vérité, vérifions que les deux membres de l'égalité prennent exactement les mêmes valeurs pour les différentes combinaisons de x, y et z.

x	y	z	yz	$x + yz$	$x + y$	$x + z$	$(x+y)(x+z)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	1	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1

3.3. La réalisation d'une addition dans un ensemble électronique

3.3.1. Cas de deux nombres binaires à un chiffre. Une addition en système binaire, nous l'avons vu, se fait conformément à la table suivante (V. chap. 1).

x_1	x_2	$x_1 + x_2$	U	R
0	0	0	0	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	10	0	1

Sans difficulté, nous pouvons considérer que cette table est la représentation de deux fonctions:

— la fonction U qui représente le chiffre des unités,

— la fonction R qui représente la retenue de l'addition.

Il ne nous reste plus alors qu'à représenter ces deux fonctions par une combinaison des trois fonctions: ET, OU, NON. Nous remarquons tout de suite que la fonction R est tout simplement la fonction ET:

$$R\ (x_1, x_2) = x_1x_2$$

La fonction U peut s'écrire de deux façons différentes:

$$U_1\ (x_1, x_2) = x_1\bar{x}_2 + \bar{x}_1x_2$$
$$U_2\ (x_1, x_2) = (x_1 + x_2)\overline{x_1x_2}$$

Cette fonction $U\ (x_1, x_2)$ est égale à 1 quand x_1 ou x_2 est égal à 1 (mais pas les deux à la fois); elle est appelée fonction *OU exclusif.* Nous pouvons d'ailleurs vérifier que ces deux expressions sont équivalentes en utilisant soit un tableau de vérité, soit les lois exposées précédemment:

— *Utilisation d'un tableau de vérité:*

x_1	x_2	$\bar{x}_1$	$\bar{x}_2$	$x_1\bar{x}_2$	$\bar{x}_1x_2$	$x_1 + x_2$	x_1x_2	$\overline{x_1x_2}$	U_1	U_2
0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0

— *Utilisation des lois:*

$U_2 = (x_1 + x_2)\ \overline{x_1x_2}$

$U_2 = (x_1 + x_2)\ (\bar{x}_1 + \bar{x}_2)$ loi de de Morgan

$U_2 = x_1\bar{x}_1 + x_1\bar{x}_2 + x_2\bar{x}_1 + x_2\bar{x}_2$ loi de distributivité

$U_2 = 0 + x_1\bar{x}_2 + x_2\bar{x}_1 + 0$ loi de l'exclusion

$U_2 = x_1\bar{x}_2 + x_2\bar{x}_1$ loi de neutralité

donc: $U_2 = U_1$.

La fonction $U_1 = x_1\bar{x}_2 + \bar{x}_1x_2$ (par exemple) et la fonction R vont permettre de réaliser un ensemble qui engendrera la somme de deux nombres binaires à un seul chiffre.

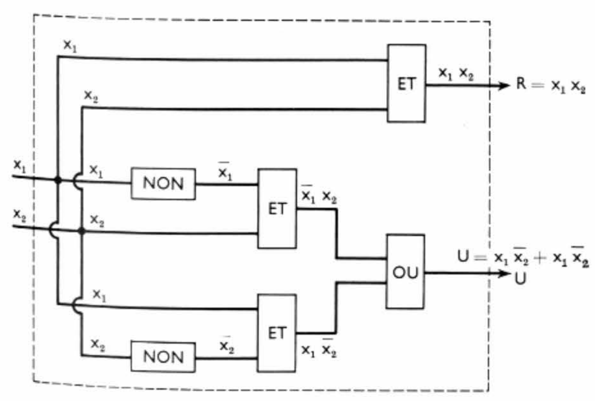


Fig. II-5 - Un semi-addeur

Chaque circuit employé est symbolisé par un rectangle sur lequel est inscrit la fonction logique (NON, ET, OU) qu'il concrétise (fig. II-5).

Pour comprendre cette figure, il suffit de partir de la gauche et de voir quelle est l'impulsion électrique transmise par chaque conducteur en tenant compte de l'influence des circuits traversés (fonctions ET, OU, NON). Il est notamment conseillé au lecteur de donner des valeurs à x_1 (1 ou 0) et à x_2 (1 ou 0) et de calculer les résultats en suivant les conducteurs, tout comme dans un calculateur.

Le schéma équivalent réalisé en considérant les fonctions U_2 et R est représenté sur la figure II-6.

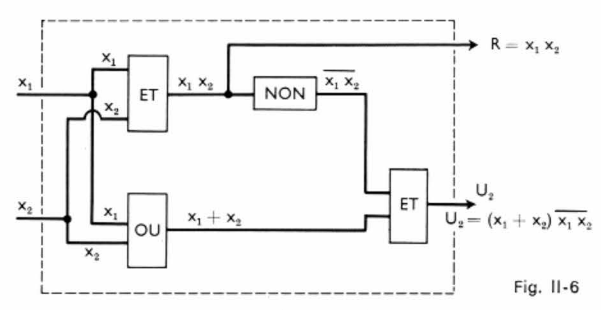


Fig. II-6

Nous constatons que le premier montage comporte six circuits logiques pour réaliser cette addition, alors que le deuxième n'en utilise que quatre. C'est la raison pour laquelle ce deuxième montage est employé beaucoup plus fréquemment que l'autre.

Chacun de ces montages ne peut faire que des additions très simples de deux nombres seulement, formés chacun d'un seul chiffre; on les appelle des **semi-additionneurs** ou **semi-addeurs.**

3.3.2. Emploi des additionneurs. — Pour les additions plus importantes, il faut utiliser des circuits plus complexes qui possèdent au moins trois entrées: une pour chacun des chiffres à additionner et une pour une retenue éventuelle. Ces trois entrées sont nécessaires car, pour réaliser l'addition de deux nombres, nous opérons de la façon suivante:

1° Addition des 2 chiffres des unités: cela fournit un résultat U et une retenue R_1.

2° Addition des 2 chiffres des dizaines et de R_1: cela fournit un résultat U_2 et une retenue R_2.

3° Addition des 2 chiffres des centaines et de R_2: cela fournit un résultat U_3 et une retenue R_3; et ainsi de suite.

Chaque additionneur (ou addeur) permet de réaliser l'une de ces opérations (addition de deux chiffres de la même colonne et de la retenue provenant de l'addition des chiffres de la colonne précédente).

Nous pouvons réaliser un addeur à l'aide de deux semi-addeurs et d'un circuit OU (fig. II-7). Le premier semi-addeur fournit le résultat de la somme $(x_1 + x_2)$ sous la forme d'un résultat U' et d'une retenue R'; U' est ensuite additionné à la retenue R_{n-1}: nous obtenons le résultat U et une retenue R''. La fonction OU fournit la retenue R_n

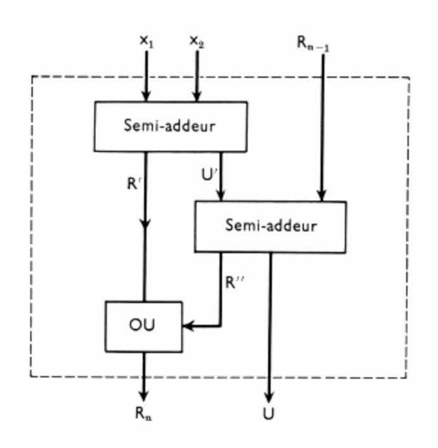


Fig. II-7

à reporter à l'entrée de l'addeur suivant (R_n est égale à 1 si R' ou R'' ou les deux sont égales à 1). Les figures II-8 et II-9 permettent de vérifier que cet ensemble restitue bien le résultat de l'addition désirée. Le lecteur pourra vérifier de la même façon qu'il en est de même pour les divers cas possibles.

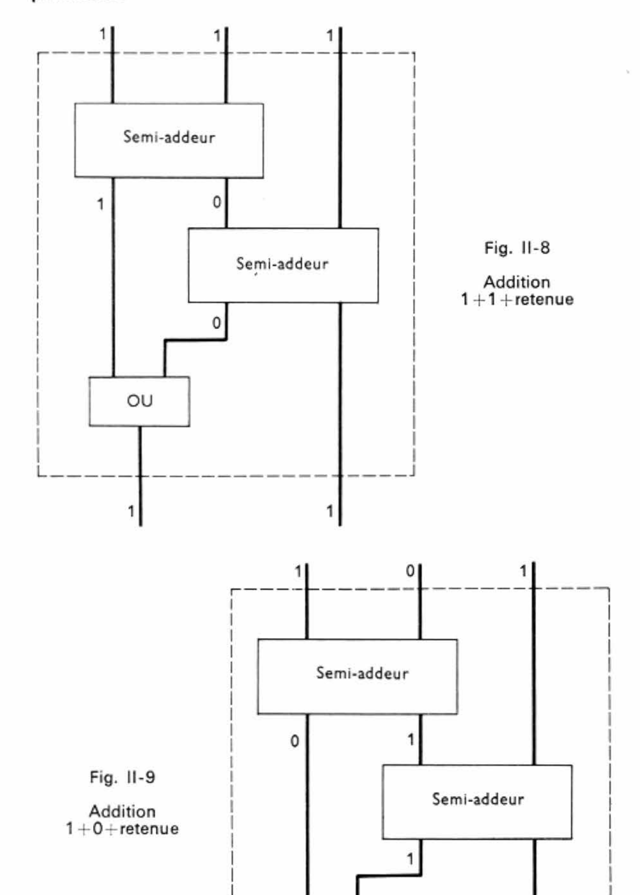


Fig. II-8

Addition 1+1+retenue

Fig. II-9

Addition 1+0+retenue

La réalisation d'une addition complète de deux nombres nécessite autant d'addeurs qu'il y a de chiffres dans le plus grand des deux nombres (fig. II-10).

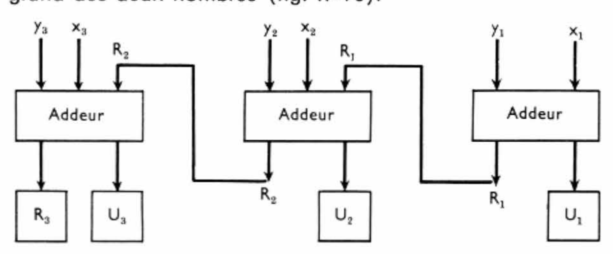
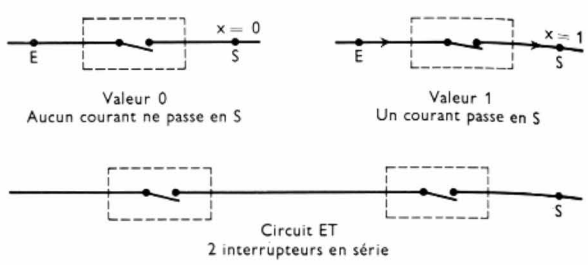


Fig. II-10 — Addition de deux membres se présentant sous les formes suivantes : $x_3 x_2 x_1$ et $y_3 y_2 y_1$, x_1 et y_1 désignant les chiffres égaux à 0 ou 1

L'addition est la seule opération réellement effectuée dans l'ordinateur, les autres opérations se ramenant à des combinaisons d'addition.

La réalisation de ces circuits ET, OU, NON est particulièrement simple (V. t. 1, Électronique, chap. 17) et leur principe général de fonctionnement peut être résumé au moyen d'interrupteurs : si l'interrupteur est fermé, la variable a la valeur 1 et s'il est ouvert, elle a la valeur 0.

Pour obtenir le circuit ET, il suffit de mettre deux interrupteurs en série (fig. II-11) ; pour obtenir le circuit OU, il suffit de mettre deux interrupteurs en parallèle.



Il faut que les deux interrupteurs soient fermés pour avoir un courant à la sortie S

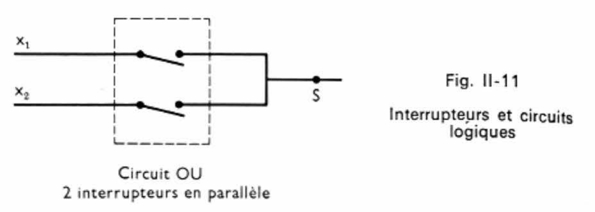


Fig. II-11

Interrupteurs et circuits logiques

Il suffit qu'un seul interrupteur soit fermé pour qu'un courant passe en S

4. LA FONCTION MÉMOIRE

4.1. Mémoire interne et mémoire externe. — Rappelons qu'une mémoire est un organe conçu pour recevoir l'information, la conserver et la restituer à la demande. L'information contenue peut aussi être effacée et la mémoire reprend alors un état neutre.

Deux grandes familles de mémoires sont utilisées :

1° Les **mémoires internes** directement liées aux organes de traitement et qui seules peuvent leur fournir des informations ou en recevoir sans passer par un troisième organe.

2° Les **mémoires externes** qui constituent des extensions du stockage et qui livrent leurs informations uniquement à la mémoire interne. Pour qu'une information placée dans une mémoire externe puisse être utilisée par une unité de calcul, il faut la faire transiter par la mémoire interne.

L information est évidemment stockée dans les mémoires sous forme binaire : la cellule la plus petite d'une mémoire est donc un élément pouvant prendre deux états stables et distincts représentant ordinairement les nombres binaires 0 et 1 ; il permet de stocker un bit (0 ou 1).

4.2. Caractéristiques d'une mémoire

4.2.1. Capacité. — La capacité d'une mémoire est le nombre de cellules (ou de bits) qu'elle peut contenir. En fait, il est rare d'utiliser des bits séparément ; ils sont le plus souvent utilisés de manière groupée : nous caractériserons donc la capacité d'une mémoire par le nombre de ces groupes de cellules, appelés **caractères** ou **mots.**

— Un *caractère* est formé de quatre, six ou huit cellules, c'est-à-dire qu'il permet de stocker quatre, six ou huit bits d'information.

— Un *mot* permet de stocker, suivant le cas, douze, trente-deux ou soixante-quatre bits.

Une autre unité de capacité très souvent utilisée (notamment par I.B.M.) : le *K* (à distinguer du caractère dont nous venons de parler) qui représente 2^{10} = 1 024 octets (un octet représente huit bits).

4.2.2. Adresse. — Une information (mot ou caractère) qui a été déposée en mémoire, l'a été en vue d'une exploitation ultérieure. Il faut donc avoir la possibilité de retrouver dans la mémoire, n'importe quelle information qui y a été enregistrée. Nous ne disposons aujourd'hui que de deux moyens pour retrouver une information stockée ; ils correspondent à deux types de mémoires :

— les mémoires adressables,

— les mémoires séquentielles.

Une **mémoire adressable** est une mémoire dans la-

quelle chaque élément pouvant contenir une information est repérée par un numéro : *son adresse*. Dans une mémoire adressable, la lecture comme l'écriture nécessitent l'envoi de l'adresse de la cellule vers la mémoire où l'information doit être lue ou écrite. Une adresse définit la position de la plus petite information qui puisse être échangée avec celle-ci lors d'une opération de lecture ou d'écriture. La mémoire interne, appelée aussi *mémoire centrale*, est toujours adressable.

Dans les **mémoires séquentielles,** les informations sont rangées dans un certain ordre, les unes à la suite des autres ; il n'est possible de les lire ou de les extraire que dans l'ordre où elles ont été introduites (dans l'ordre où elles ont été stockées). Un film est une mémoire séquentielle. Pour voir une photo qui figure au milieu d'un film, si nous sommes au début du film, il est nécessaire de le dérouler jusqu'à ce que nous arrivions à l'image voulue. Il est impossible d'aller directement à l'information désirée, auparavant il faut lire toutes les informations qui la précèdent dans la mémoire.

Les opérations de lecture et d'écriture en mémoire doivent souvent être accompagnées d'opérations annexes : avant d'enregistrer une information dans une position de mémoire, il faut parfois procéder à une remise à zéro de son contenu, faute de quoi deux informations pourraient s'y superposer. Dans d'autres cas, en lisant une information en mémoire, nous détruisons son contenu : la lecture doit alors être suivie d'une réécriture rendant l'information disponible pour une utilisation ultérieure.

4.2.3. Temps d'accès — temps de cycle. — Il s'écoule toujours un certain temps entre le moment où sont émis les ordres de lecture ou d'écriture (et éventuellement l'adresse) et le moment où l'opération commandée (lecture ou écriture en mémoire) est exécutée. Le *temps d'accès* comprend donc le temps de recherche de l'adresse et le temps propre à l'opération elle-même. De nombreuses mémoires présentent un temps d'accès variable selon l'adresse spécifiée, c'est-à-dire selon la position de l'information dans la mémoire, notamment dans toutes les mémoires séquentielles. Nous parlerons alors de *temps d'accès moyen* et nous préciserons les valeurs extrêmes du temps d'accès (durée minimale et durée maximale).

D'autres mémoires, les *mémoires à tores magnétiques* notamment, exécutent à chaque commande un cycle complet de lecture-écriture. Nous parlerons alors de *temps de cycle* plutôt que de temps d'accès.

4.3. Les mémoires unitaires ou registres

4.3.1. Définition. — Il est souvent nécessaire de stocker provisoirement une information dans l'unité centrale avant ou après une opération de traitement proprement dite. Dans une addition portant sur deux quantités en mémoire, il faut stocker dans la machine la première des deux quantités pendant que la seconde est lue dans la mémoire.

Ainsi, les opérations de traitement imposent d'avoir des informations disponibles en permanence et il n'est donc pas question d'aller les chercher dans une mémoire adressable. Pour ce faire, les constructeurs ont mis au point des mémoires très petites mais d'un temps d'accès très faible, appelées **registres.** Ces registres appartiennent en quelque sorte aux unités qui les utilisent et servent d'aides directs.

Une cellule élémentaire de ces mémoires est appelée **bascule ;** chacune d'elles peut stocker un bit d'information. Ce nom provient du montage électronique employé : il s'agit d'un multivibrateur bistable ou bascule (V. t. 1, Électronique, chap. 17). Un registre est formé d'un certain nombre de ces bascules ; en général, il peut contenir un mot ou un caractère d'information.

Comme nous venons de le dire, les registres d'un ensemble électronique ont presque toujours un rôle spécialisé ; leur fonctionnement dépend de commandes internes (sorte d'unité de contrôle locale). Par extension, nous appellerons également registres, certaines positions de la mémoire centrale qui ont été spécialisées et pour lesquelles l'adressage est assuré automatiquement.

4.3.2. Différents registres. — Un registre est donc finalement un lieu de transit pour l'information extraite de la mémoire centrale ou des organes de calcul ; il intervient dans les différents traitements. Nous distinguerons au moins quatre sortes de registres :

1° *Les registres de décalage :* comme leur nom l'indique, ils permettent de décaler une information vers la gauche ou vers la droite, d'un ou plusieurs rangs. Cela est particulièrement utile dans les multiplications : un décalage d'un rang vers la gauche revient évidemment à le multiplier par 2, un décalage d'un rang vers la droite revient à le diviser par 2.

2° *Les registres compteurs :* ils permettent évidemment de compter ; leur contenu augmente d'une unité à chaque impulsion électrique reçue à l'entrée du système. Ainsi, un compteur à 5 positions binaires (compteur à 5 bits) prendra successivement les aspects suivants :

00000, 00001, 00010, 00011, 00100, 00101

après avoir reçu une, deux, trois, quatre, cinq impulsions électriques. Ce compteur permet de compter $2^5 - 1 = 31$ impulsions ; puis il revient à 00000. Ces compteurs sont employés par exemple dans le comptage des instructions de programme.

3° *Les registres de conversion :* ils sont employés pour transférer une information transmise sous forme parallèle (n bits sur n lignes différentes) en une information sous forme série (n bits les uns derrière les autres, sur une seule ligne).

4° *Les registres ordinaires :* avant tout, ce sont des mémoires temporaires : par exemple, ils recueillent des informations qui viennent d'être lues en mémoire centrale et qui seront utilisées quelques instants plus tard, après que d'autres informations aient été lues.

5. UNITÉ DE CONTRÔLE ET FONCTIONNEMENT DE L'UNITÉ CENTRALE

5.1. Description. — L'unité centrale (fig. II-12) comporte l'unité de calcul, l'unité de mémoire centrale et l'unité de contrôle. Celle-ci est utilisée pour assurer la

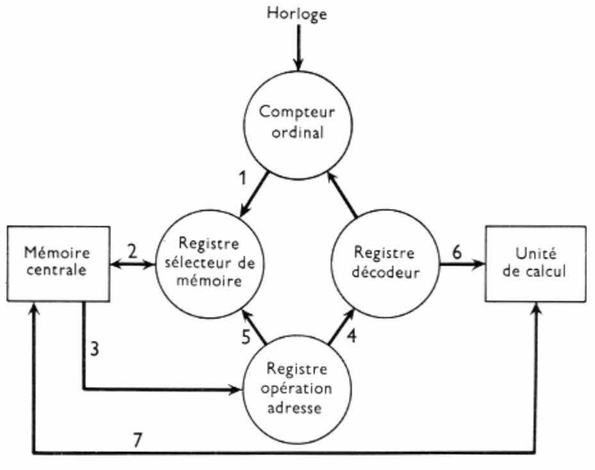


Fig. II-12 — Registre de l'unité centrale

coordination des différentes actions de l'ensemble électronique et est composée, pour ce faire, d'un certain nombre de registres ; citons notamment :

— **le compteur ordinal** dont le rôle est d'indiquer au registre sélecteur de mémoire, l'adresse de la mémoire où figure l'instruction à exécuter ; par incrémentation automatique du contenu du compteur ordinal, il y a passage d'une instruction du programme à la suivante. Comme nous le verrons en étudiant le rôle du programme (V. chap. 4), il est possible de rompre la séquence et de modifier ainsi, de façon quelconque, le contenu du compteur sous l'effet d'une instruction de rupture de séquence. Ajoutons enfin que ces incrémentations automatiques se font à partir d'une horloge qui fournit des signaux de période égale au cycle de base de la machine ;



Fig. II-13

Salle de calcul; au premier plan une imprimante (*UNIVAC*)

— **le sélecteur de mémoire** ou **registre adresse**: il reçoit l'adresse à laquelle se trouve l'instruction suivante (*phase-instruction*) dans la mémoire centrale ou le nombre sur lequel porte l'opération (*phase-exécution*) et, grâce à lui, parmi toutes les mémoires présentes, la seule mémoire utile est sélectionnée;

— le **registre opération-adresse**: à la fin de la phase-instruction, le contenu de la mémoire sélectionnée est transféré au registre opération-adresse où il est enregistré. L'instruction reçue de la mémoire sélectionnée est, en fait, formée de deux parties: une partie opération et une partie adresse. La partie opération est envoyée vers le *décodeur d'instructions*, alors que la partie adresse est envoyée vers le *sélecteur de mémoires* dans le but de sortir de la mémoire le nombre sur lequel porte l'opération;

— **le registre décodeur d'instructions**: comme son nom l'indique, il sert à décoder l'instruction opération provenant du registre opération-adresse. De ce registre, dépend l'établissement des circuits de l'unité arithmétique nécessaires à l'opération qui sera effectuée sur le nombre (sélectionné au moyen du sélecteur de mémoire).

5.2. Exemple de fonctionnement. — Voyons sur un exemple simple (et forcément simplifié) comment tout cet ensemble peut fonctionner: par exemple, supposons que nous ayons à calculer le produit y de deux nombres x_1 et x_2. Le programme nécessaire pour cette opération a déjà été enregistré dans la mémoire centrale; en effet, nous savons que cela constitue l'un des rôles de la mémoire centrale. Admettons que la troisième instruction de ce programme ordonne l'exécution du calcul: le déroulement des opérations peut alors être schématisé de la façon suivante:

— du compteur ordinal (V. fig. II-12) part l'ordre d'exécution de l'instruction n° 3 à l'adresse convenable (par exemple 5232) dans la mémoire centrale. Cette indication est donnée au registre sélecteur de mémoire (flèche n° 1);

— au moyen du sélecteur de mémoire est effectuée la recherche (flèche n° 2) de l'information stockée à l'adresse 5232 (c'est-à-dire l'ensemble de l'instruction n° 3), information qui est ensuite envoyée dans le registre opération-adresse (flèche n° 3).

Supposons que cette instruction se trouve être l'instruction suivante: 0011, 2823, 2824, 3422. Cette instruction pourra être interprétée de la façon suivante:

0011: code opératoire (c'est le code de la multiplication),
2823: adresse de x_1 dans la mémoire centrale,
2824: adresse de x_2 dans la mémoire centrale,
3422: adresse où il faudra stocker $y = x_1 . x_2$.

Le code opération 0011 est envoyé dans le registre décodeur (flèche n° 4) et, pendant le même temps, les adresses 2823 et 2824 sont envoyées successivement au registre sélecteur de mémoire (flèche n° 5). Pendant que, grâce au registre décodeur, les circuits de la multiplication sont préparés dans l'unité de calcul (flèche n° 6), le sélecteur de mémoire assure la recherche à l'adresse 2823, puis à l'adresse 2824 (flèche n° 2). Les deux nombres placés à ces adresses sont ensuite transférés de la mémoire centrale à l'unité de calcul (flèche n° 7).

L'unité de calcul ayant alors reçu les deux nombres x_1 et x_2, est prête à effectuer la multiplication. Le calcul fait, le résultat est renvoyé à la mémoire centrale à l'adresse indiquée encore dans le registre opération-adresse: 3422. À l'adresse 3422 de la mémoire centrale se trouve donc maintenant le produit $y = x_1 . x_2$. La troisième instruction vient d'être exécutée, le compteur ordinal donnera alors au registre sélecteur de mémoire l'adresse de l'instruction suivante à exécuter.

6. UN ENSEMBLE ÉLECTRONIQUE: UNITÉ CENTRALE ET UNITÉS PÉRIPHÉRIQUES

L'unité centrale est reliée à des unités périphériques: unités d'entrée, unités de sortie et mémoires auxiliaires. Toutes ces unités étant étudiées plus précisément dans le chapitre suivant, traitant de la technologie des ordinateurs, nous nous contenterons de les présenter rapidement ici.

6.1. Les organes d'entrée. — Les organes d'entrée des informations sont destinés à recueillir les informations données par l'homme; avec les organes de sortie qui sont utilisés pour l'opération inverse, ils permettent d'envisager des conversations homme-machine. L'information présentée à la machine peut l'être soit sur des cartes perforées, soit sur des bandes perforées (dans ces deux cas, il faut que la machine puisse « lire » ces perforations); soit sur des bandes magnétiques, soit sur des documents imprimés grâce à une encre magnétique (il faut alors que la machine puisse « lire » des inscriptions magnétiques). Nous distinguerons donc les organes d'entrée suivants:

— lecteur de cartes perforées,
— lecteur de bandes perforées,
— dérouleur de bande magnétique,
— lecteur d'impressions magnétiques.

Il existe également des organes d'entrée plus directs, l'information n'étant pas alors stockée préalablement sur

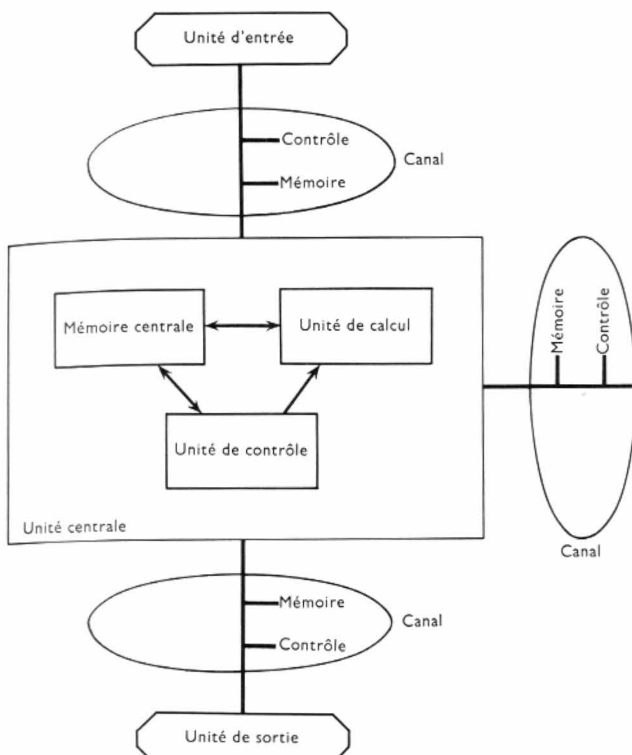


Fig. II-14

Schéma d'un ordinateur de la troisième génération

un support physique : c'est le cas des terminaux (sorte de machine à écrire, reliés à l'ordinateur par l'intermédiaire d'un canal (V. ci-après), et de divers dispositifs de transmission (pouvant être reliés à l'ordinateur au moyen d'une ligne téléphonique par exemple).

6.2. Les organes de sortie. — Les organes de sortie des informations sont destinés à fournir à l'homme les informations qu'il a demandées. Celles-ci peuvent être tout simplement des informations préalablement mises en mémoire (l'ordinateur assume alors seulement deux fonctions : une fonction de stockage d'informations et une fonction d'écriture). Plus fréquemment, il s'agit d'informations élaborées par l'ordinateur, c'est-à-dire résultant d'un traitement des informations introduites (appelées *informations élémentaires*). Ces informations peuvent d'ailleurs être retirées soit pour servir directement à l'utilisateur, soit pour être ultérieurement introduites à nouveau dans la machine ; dans ces deux cas, elles ne sont évidemment pas présentées de la même façon.

Parmi les différents organes de sortie qui assurent une extraction d'informations devant à nouveau être introduites dans la machine, nous pouvons citer :

— les perforateurs de cartes perforées ;
— les perforateurs de bandes perforées ;
— les dérouleurs de bandes magnétiques, qui permettent de stocker puis de lire des informations sur bandes magnétiques.

Dans l'autre catégorie, parmi les organes donnant des informations plus assimilables par l'homme, nous pouvons citer :

— les imprimantes, sortes de machine à écrire qui impriment les informations de sortie ;
— les traceurs de courbes ;
— les dispositifs à écran cathodique utilisés pour obtenir l'information demandée sur une sorte de tableau lumineux ;
— les dispositifs à réponse verbale qui permettent d'obtenir l'information demandée sous forme sonore.

6.3. Les mémoires auxiliaires. — Les mémoires auxiliaires constituent le troisième groupe des organes périphériques ; en étudiant la mémoire centrale, nous avons déjà constaté leur nécessité ; la capacité de la mémoire centrale n'étant pas infinie, elles permettent de la relayer et donc de stocker des informations qui n'ont pas besoin d'être utilisées immédiatement. Quand ces informations devront être utilisées, elles seront recherchées sur ces mémoires auxiliaires grâce à un dispositif de lecture et seront envoyées en mémoire centrale.

Les mémoires auxiliaires sont de plus en plus exclusivement des mémoires magnétiques ; on utilise cependant encore les cartes et bandes perforées. Nous distinguerons :

— les bandes magnétiques (mémoires séquentielles) ;
— les disques magnétiques (mémoires adressables) ;
— les tambours magnétiques (mémoires adressables) qui ne sont plus beaucoup utilisés.

Voyons maintenant rapidement le fonctionnement de ces unités : quel organe coordonne le déroulement des opérations ? L'unité centrale et notamment l'unité de contrôle pourrait être utilisée pour cette coordination, pour l'envoi des ordres et pour la surveillance du travail effectué. C'est ainsi que cela se passait dans les premiers ordinateurs. Aujourd'hui, l'unité centrale n'est plus en rapport direct avec ces organes périphériques ; certes, cela complique la structure générale de l'ensemble, mais cela donne des résultats plus performants. En effet, le plus souvent, l'utilisation de ces périphériques se fait par l'intermédiaire de dispositifs électromécaniques qui sont infiniment plus longs que les dispositifs électroniques de l'unité centrale (autrement dit, lecture et écriture se font beaucoup plus lentement que le calcul proprement dit). Établir un lien direct entre l'unité centrale et les périphériques, c'est condamner l'unité centrale à travailler environ 1 % du temps, le reste du temps étant réservé à attendre que les organes périphériques aient exécuté le travail demandé. Nous voyons immédiatement la perte énorme qu'une telle organisation provoque. Aussi, pour éviter cet inconvénient, dans les ordinateurs modernes, dits de la troisième génération, relie-t-on l'unité centrale aux unités périphériques par un canal. Ce canal n'est pas un simple conducteur permettant à l'information de voyager ; en fait, c'est presque une unité centrale miniature car il assume deux fonctions essentielles :

— le stockage d'informations dans des mémoires appelées mémoires tampons ou *buffers* ;
— l'organisation et le contrôle de l'exécution du travail « ordonnés » par l'unité centrale au périphérique. Ce type d'ordinateur correspond donc au schéma de la figure II-14.

7. LES CALCULATEURS ANALOGIQUES

Ce ne sont pas vraiment des ordinateurs. Ces machines sont utilisées presque exclusivement dans le domaine industriel et scientifique pour réaliser une suite importante de calculs (V. t. 2, Automatismes, chap. 6). Ces machines permettent d'effectuer automatiquement des calculs en utilisant des circuits électroniques totalement différents de ceux mis en œuvre pour les applications de l'algèbre de Boole dans les calculateurs. *L'analogie* consiste à réaliser, à l'aide de circuits électriques ou électroniques, des montages qui permettent d'effectuer des sommations, des intégrations, des différenciations, etc., l'ensemble constituant une chaîne qui est régie par la même équation que le

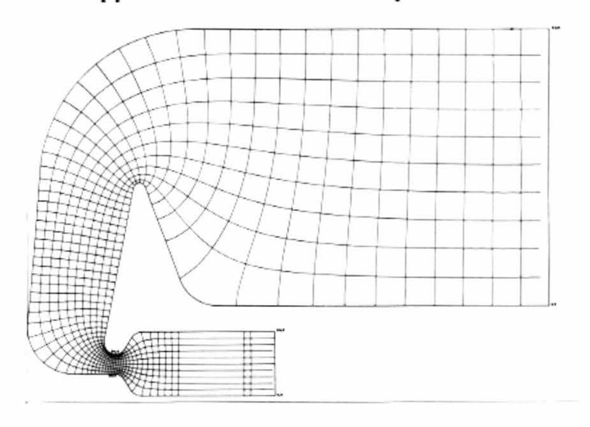


Fig. II-15 — Diagramme d'antenne sphérique (*O.N.E.R.A.*)

phénomène physique à étudier; les grandeurs physiques sont remplacées par des tensions électriques déterminées par leur amplitude. Avec un tel calculateur il est possible *d'étudier les solutions des équations représentées, mais aussi d'étudier le comportement du système « analogue » en présence de perturbations*.

La réponse du système simulé apparaît, en général, sous forme d'une courbe sur un oscillographe ou sur une table traçante (fig. II-15) ; pour chaque valeur des paramètres, nous obtenons des courbes et nous pouvons ainsi étudier très rapidement la meilleure des valeurs à adopter pour les paramètres envisagés. Les calculateurs analogiques opèrent *par tâtonnements, sans programme déterminé à l'avance, en utilisant des servomécanismes,* c'est-à-dire des montages permettant de définir l'état d'équilibre d'un système en mouvement en fonction de l'écart de deux grandeurs; en partant d'un état quelconque, l'état d'équilibre n'est atteint qu'après une succession de tâtonnements qui peuvent être de durée extrêmement courte.

CHAPITRE III
LE MATÉRIEL UTILISÉ

Si le principe de fonctionnement des ordinateurs a peu varié depuis que ceux-ci sont utilisés et s'il diffère peu avec la marque et avec le modèle étudié, la technologie des ordinateurs, au contraire, est un domaine particulièrement mouvant. En quelques années, les changements ont été considérables (nous pourrions parler dans certains cas de véritable révolution) et pendant la même année, d'un modèle à l'autre, les différences sont loin d'être négligeables. Nous nous garderons donc d'étudier en détail un matériel particulier, car cette étude ne présenterait très vite qu'un faible intérêt anecdotique. Nous essaierons au contraire, de voir les éléments fondamentaux (et donc assez constants) de la technologie des ordinateurs; c'est la raison pour laquelle ce chapitre est conçu comme un complément du chapitre précédent.

1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Un ordinateur n'est pas une machine monolithique; nous avons distingué deux grands groupes d'unités: celles formant l'unité centrale, qui assurent les fonctions de mémoire, de calcul et de contrôle (V. chap. 2) et les unités périphériques (unités d'entrée et de sortie, mémoires auxiliaires).

Les fonctions de ces deux types d'unités étant assez différentes et assez indépendantes l'une de l'autre, nous considérerons d'une part, la technologie des unités centrales et d'autre part, la technologie des unités périphériques.

La construction des unités centrales a beaucoup plus progressé que celle des unités périphériques; parmi ces dernières, ce sont les unités d'entrée et de sortie, longtemps négligées par les constructeurs, qui sont le plus en retard. C'est d'ailleurs cette situation qui fait que le multitraitement (V. chap. 4) est de plus en plus pratiqué.

Pour évaluer les progrès réalisés, divers facteurs sont à considérer: il y a tout d'abord la *vitesse* (vitesse de calcul et d'une manière plus générale vitesse de traitement de l'information), il y a également la *sécurité* et le *coût*. Vitesse et sécurité sont deux critères souvent antagonistes: des techniques permettant d'améliorer sensiblement la vitesse de traitement ne peuvent être appliquées pendant de nombreux mois, car les risques d'erreurs sont jugés trop importants par les utilisateurs et, par voie de conséquence, par les constructeurs (cela a été notamment le cas des bandes magnétiques et des mémoires à film mince). Le coût du matériel est aussi un facteur important: les ordinateurs commercialisés pourraient souvent être plus per-



Fig. III-1

Centre de calcul (*I.B.M.*)

formants qu'ils ne le sont, grâce à la mise en œuvre des matériels et de techniques plus élaborés. En réalité, ils seraient dans ce cas d'un tel prix que les acheteurs seraient trop rares. Cela explique pourquoi les améliorations techniques se font essentiellement selon trois directions :

— vitesse de traitement de l'information,
— sécurité et réduction du nombre d'erreurs,
— coût.

L'influence de chacun de ces critères est différente selon l'unité considérée et aussi selon les utilisations. Les performances d'une unité de calcul se mesurent essentiellement par le temps de calcul alors que les performances d'une mémoire sont caractérisées au moyen de la capacité et du temps d'accès (V. chap. 2). Pour certaines applications, les besoins en mémoire sont très faibles, la capacité de la mémoire a donc peu d'importance.

En fait, pour l'utilisateur, ce qui importe ce n'est pas seulement la durée de calcul, mais surtout le temps qui s'écoule entre l'instant où il introduit les informations et le programme dans la machine et celui où il reçoit les informations demandées. Par exemple, s'il faut deux heures pour introduire des informations (perforations de cartes), dix minutes pour les traiter et deux minutes pour imprimer les résultats, une unité centrale plus performante (pouvant effectuer le traitement en sept minutes) ne sera guère intéressante ; en revanche, une unité d'entrée plus rapide (une heure au lieu de deux) serait très intéressante pour l'utilisateur.

2. QUELQUES RAPPELS HISTORIQUES

Avant de commencer l'étude de la technologie actuelle dite de *troisième génération,* et de celle de *quatrième génération,* nous retracerons brièvement l'évolution technologique des ordinateurs. Nous ne présenterons que des appareils méritant le nom d'ordinateurs, c'est-à-dire comportant une mémoire interne les rendant aptes à réaliser automatiquement les différentes opérations que nécessite un traitement quelconque de l'information.

La première machine à calculer arithmétique fut inventée en 1642 par Blaise Pascal. Durant 300 ans environ, le principe utilisé dans cette machine fut conservé et les nombreux progrès techniques permirent seulement des réalisations de plus en plus élaborées.



Fig. III-2 — Machine à calculer de Pascal (*I.B.M.*)

Au XIXe siècle, des cartes perforées furent employées pour rendre automatiques certaines opérations. En 1885, un ingénieur, Herman Hollerith, mit au point la première machine à calculer pouvant recevoir des données inscrites, selon un code déterminé, sous la forme de trous dans des cartes perforées. L'intervention de l'homme n'était plus nécessaire ni pour l'introduction des données, ni pour le déroulement des calculs, ni pour la traduction des résultats en langage clair. Cette machine a été utilisée pour le premier recensement des États-Unis d'Amérique qui eut lieu en 1890. Hollerith fonda dès 1885 une société pour exploiter ses découvertes ; en 1920 cette société donnait naissance à l'« *International Business Machine Corporation* » (I.B.M.).

En 1922, un ingénieur norvégien, Frederik Rosing Bull, met au point une machine à calculer utilisant également des cartes perforées. Ses brevets ne furent exploités qu'après sa mort (1926). La production des premières machines à cartes perforées d'origine européenne fut entreprise à partir de 1931, date de fondation de la compagnie des machines Bull.

Ces machines n'étaient pas entièrement automatiques. Les opérations devaient être divisées en un certain nombre de phases qui étaient réalisées séparément ; l'intervention de l'homme était nécessaire lorsque l'enchaînement des opérations imposait l'emploi de machines différentes.

L'automatisation intégrale du calcul est obtenue en 1944 lorsque Eckert et Mauckly construisent le premier ordinateur nommé E.N.I.A.C. *(Electronic Numerical Integrator And Calculator).*

Ce sont les travaux de Von Neuman qui aboutissaient à la fin de la guerre 1939-1945 à la construction de machines électroniques à programme enregistré ou à mémoire. La première machine commercialisée apparut en 1951 : le comptage était effectué encore en système décimal ; elle comportait des mémoires soniques à lignes à retard au mercure. Les premières machines furent achetées par l'Institut de la Statistique aux États-Unis. En 1953, est présentée l'I.B.M. 701. En 1957, I.B.M. commercialise en France le modèle 650 sous le nom « d'ordinateur » ; le mot « ordinateur » a été imposé par I.B.M. (il a été proposé par un grammairien, M. Perret, auquel I.B.M. avait eu recours). La société française Bull essaiera un peu plus tard d'imposer le nom « ordonnateur », mais ce fut un échec.

L'I.B.M. 650 est le type de l'ordinateur de la première génération : il fonctionne grâce à des tubes électroniques à vide et sa mémoire centrale est un tambour magnétique. Des progrès considérables sont ensuite réalisés avec notamment l'utilisation généralisée des transistors et vers 1960, avec l'I.B.M. 1401, la deuxième génération des ordinateurs apparaît. Cette machine, beaucoup plus rapide et plus sûre que l'I.B.M. 650, permet d'effectuer des travaux comptables réalisés jusque-là uniquement au moyen de machines électromécaniques à cartes perforées : son temps de base est deux cents fois plus faible que celui de l'I.B.M. 650 ; elle utilise le principe de la mémoire à ferrites ; elle peut être programmée avec des langages évolués comme le FORTRAN (V. chap. 4). Quatre ans plus tard, I.B.M. met au point des machines dites de troisième génération (I.B.M. 360) où sont mis en œuvre des circuits imprimés miniaturisés qui augmentent la rapidité de la machine. Ces ordinateurs veulent être à vocation universelle (aussi bien pour la gestion que pour les calculs scientifiques). Parallèlement à cette augmentation de la vitesse de traitement, nous assistons à une véritable miniaturisation des ordinateurs (fig. III-3). Les calculateurs de la première génération comprennent 10 000 à 20 000 tubes électroniques ; les 500 à 1 000 kilomètres de fils électriques nécessaires doivent être logés dans d'énormes caisses de plus de quinze mètres de long et de plus de deux mètres de haut. L'utilisation des semiconducteurs (diodes et transistors) et des mémoires à tores de ferrite a permis de diminuer considérablement cet encombrement. Les circuits imprimés miniaturisés ont évidemment accentué cette évolution : ce sont des plaques de céramique de moins de 1 cm^2 sur lesquelles sont déposés des transistors, des diodes, des résistances et des condensateurs. Grâce à ces circuits, la rapidité de traitement de l'information a été beaucoup augmentée car l'électricité, qui met malgré tout un certain temps pour parcourir une distance déterminée, ne circule plus que dans des conducteurs de quelques millimètres de long au lieu de plusieurs centimètres.

L'emploi de circuits intégrés est un nouveau progrès : les éléments ne sont plus déposés sur un support mais formés dans un morceau de matériau semiconducteur (le même que celui qui constitue les diodes et les transistors des circuits précédents). Des centaines d'éléments peuvent

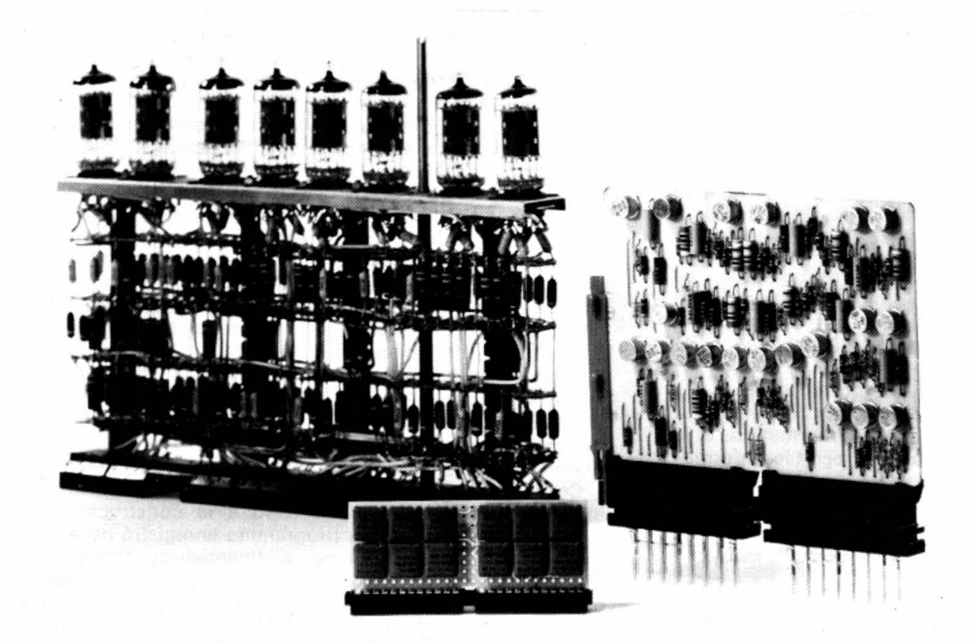


Fig. III-3

Organes de calcul d'ordinateurs de trois générations différentes (*I.B.M.*)

être formés par centimètre carré et les connexions sont réduites au minimum.

L'étude de la structure de l'ordinateur ayant été faite par grandes fonctions, l'étude technologique pourrait être menée en suivant le même plan. Cependant, un même matériel pouvant assumer plusieurs fonctions (c'est notamment le cas pour une grande partie du matériel des unités d'entrée-sortie et des mémoires auxiliaires), nous préférons donc faire cette étude par type de matériel, en étudiant pour chacun d'eux les aspects technologiques propres aux différentes fonctions. Nous présenterons successivement la mémoire centrale, la carte (et la bande) perforée, les caractères magnétiques, les bandes, les disques, les autres mémoires magnétiques puis les différents organes d'entrée-sortie ne pouvant pas être utilisés en mémoire auxiliaire.

3. MÉMOIRE CENTRALE

C'est l'existence de cette mémoire centrale qui caractérise un ordinateur; c'est une mémoire d'accès très rapide et d'assez grande capacité. Presque toutes les mémoires centrales sont construites aujourd'hui avec des tores de ferrite. C'est en effet ce type de mémoire qui constitue un des meilleurs compromis entre la rapidité d'accès et la capacité et cela pour un prix acceptable.

Pour réaliser une mémoire, il faut un matériau qui puisse être placé dans au moins deux états très distincts l'un de l'autre et stables; théoriquement, plus le nombre d'états différents est grand, plus la capacité de la mémoire est importante; en fait, peu d'expériences ont été tentées pour réaliser des mémoires ternaires (trois états différents). Dans la plupart des cas, les constructeurs se sont contentés de mémoires à deux positions: si elles présentent un inconvénient pour ce qui concerne la capacité, et par conséquent la vitesse de traitement, elles sont plus avantageuses du point de vue de la sécurité (s'il n'y a que deux états distincts, ils peuvent être plus différents l'un de l'autre que s'il y en a trois). C'est l'existence de cette différence très nette entre les états qui a poussé les constructeurs à employer des mémoires binaires (à deux états distincts), et par voie de conséquence, des codes d'information binaire. Un matériau ferromagnétique répond particulièrement bien à cette exigence: il peut prendre deux états magnétiques distincts et stables. Une parcelle de matériau ferromagnétique constitue ainsi une mémoire élémentaire pouvant contenir un bit d'information car, par convention, ces deux états correspondent l'un à 0 et l'autre à 1.

3.1. Propriétés d'un matériau ferromagnétique. —

Rappelons rapidement quelques propriétés d'un matériau ferromagnétique (V. t. 1, Magnétisme, chap. 2). Un conducteur électrique parcouru par un courant produit un champ magnétique et un corps ferromagnétique (un morceau de fer par exemple) situé dans son voisinage devient un aimant. Cette action est d'ailleurs réversible: si, par un moyen quelconque, nous désaimantons brusquement le corps, nous induisons un courant dans le conducteur électrique (V. t. 1, Électricité, chap. 22 à 25).

Lorsqu'un corps magnétique est aimanté au moyen d'un courant électrique d'intensité croissante, nous constatons que son aimantation atteint un maximum à partir d'une certaine valeur de l'intensité du courant (fig. III-4). En supprimant ce courant, une certaine aimantation appelée *aimantation rémanente* subsiste, son importance varie selon le corps magnétique (du point *A* on passe au point *B* sur la figure III-4). Cet état d'aimantation est stable; il est

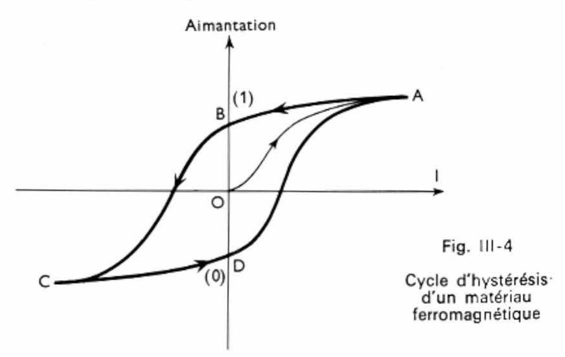


Fig. III-4

Cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique

employé pour représenter le nombre binaire 1 et est souvent appelé état 1. Si nous inversons le sens du courant et faisons croître son intensité progressivement, l'aimantation diminue, s'annule puis le corps s'aimante à nouveau mais en sens contraire du cas précédent. L'aimantation ayant atteint une valeur maximale (point *C*), si nous supprimons à nouveau le courant, le corps conserve une aimantation rémanente: le corps magnétique se trouve dans son deuxième état stable (point *D*). C'est cet état qui est utilisé pour symboliser la valeur binaire 0 et, pour cette raison, il est souvent appelé état 0.

Le passage d'un état stable à l'autre état stable est appelé *basculement magnétique*: c'est un phénomène qui peut être très rapide. Le point figuratif de l'état magnétique du corps décrit le cycle *ABCD*, appelé *cycle d'hystérésis*, lorsque nous provoquons deux basculements magnétiques successifs au moyen de courants de sens contraires (et d'intensité convenable).

3.2. Les tores de ferrite

3.2.1. Intérêt d'un cycle d'hystérésis rectangulaire. — Les ferrites, céramiques frittées à base d'oxyde magnétique, présentent un cycle d'hystérésis presque rectangulaire (fig. III-5). Dans une mémoire, elles sont utilisées sous la forme de tores; ceux-ci sont traversés par trois conducteurs dont nous verrons les rôles respectifs (fig. III-6).

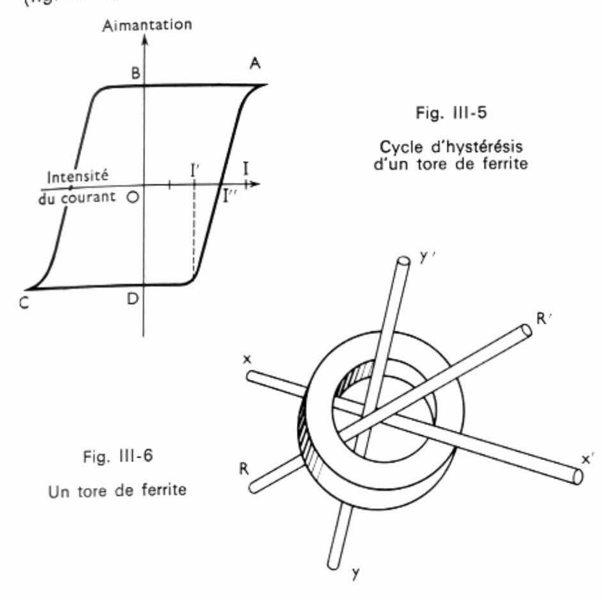


Fig. III-5

Cycle d'hystérésis d'un tore de ferrite

Fig. III-6

Un tore de ferrite

Supposons que le tore se trouve à l'état 0 (l'état magnétique est représenté par le point D sur la figure III-5). Faisons passer un courant électrique dans le conducteur xx' dans un sens tel, que le point figurant l'état magnétique du tore se déplace de D vers A. Tant que l'intensité de ce courant est inférieure à I', l'aimantation décroît peu (avantage du cycle d'hystérésis rectangulaire). Au contraire, si l'intensité du courant dépasse légèrement I', le basculement magnétique se produit brutalement (l'état magnétique est représenté par le point A). À la suppression du courant, le tore est dans l'état 1 (point B).

De cette expérience, nous pouvons tirer des conclusions intéressantes :

— Quand le tore se trouve à l'état 0 et qu'un courant électrique d'intensité $\frac{I}{2}$ (qui est plus faible que I') le traverse, l'aimantation ne change pas : le tore reste à l'état stable 0. Il en est de même avec un courant d'intensité négative (c'est-à-dire de sens contraire au sens du courant précédemment considéré).

— En revanche, s'il est traversé par un courant d'intensité I (même pendant un temps très court comme dans le cas d'une impulsion de courant) il y a basculement : le tore passe à l'état stable 1.

— Si le tore est dans l'état 1, un courant d'intensité $-\frac{I}{2}$ ne modifie pas son état magnétique. Il en est de même avec un courant positif.

— Un courant d'intensité $-I$ provoque le basculement du tore : il passe de l'état 1 à l'état 0.

3.2.2. Écriture. — Ces propriétés sont fondamentales et sont à la base de toute l'organisation des mémoires à ferrites. Pour provoquer le basculement magnétique d'un tore, il suffit de faire passer simultanément des courants d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les deux conducteurs xx' et yy' (ils traversent le tore dans des sens tels que leurs effets magnétiques s'ajoutent). En effet, d'après le théorème d'Ampère, c'est la somme algébrique des courants qui doit être considérée (V. t. 1, Électricité, chap. 23, § 6) ; les courants ont le même signe s'ils produisent une aimantation de même sens ; ils ont des signes contraires lorsque leurs effets sont antagonistes. Ce procédé est employé pour introduire un bit 1 en mémoire. Autrement dit *« l'écriture » se fait au moyen de deux courants* $\frac{I}{2}$, *de sens convenables, dans les conducteurs xx' et yy'.*

3.2.3. Lecture. — Le basculement d'un tore qui sert au stockage de l'information permet également la lecture. Supposons qu'un tore se trouve à l'état 1 (point B, fig. III-5) ; envoyons dans les conducteurs xx' et yy' des courants d'intensité $-\frac{I}{2}$ pour qu'il y ait basculement. Ce basculement provoque un changement brutal de l'aimantation (passage de B en D) et un courant est induit dans le conducteur RR'. Si le tore était dans l'état 0, ces mêmes courants n'auraient provoqué aucun basculement (le point figurant l'état magnétique serait passé de D en C puis serait revenu en D) ; *il n'y aurait pas eu de courant induit* puisque celui-ci est engendré lorsqu'il y a variation de l'aimantation du corps (c'est-à-dire du flux magnétique). C'est donc la présence du courant induit dans le fil RR' qui permet de « lire » l'état du tore. Notons que cette lecture impose la destruction de l'information : un tore à l'état 1 est placé dans l'état 0 lors du basculement. Après la lecture d'un chiffre 1, il faut de nouveau enregistrer l'information, c'est-à-dire faire passer dans les conducteurs xx' et yy' des courants d'intensité $\frac{I}{2}$ pour provoquer un nouveau basculement.

La *période de cycle* est le temps nécessaire aux différentes opérations qui constituent la lecture ; elle est la somme des deux temps de commutation (le premier pour la lecture destructrice, le deuxième pour la réinscription) et du temps nécessaire à l'affaiblissement des phénomènes transitoires dans les différentes parties de l'appareil après chacun des deux temps précédents. Les constructeurs recherchent évidemment les périodes de cycle les plus courtes possible et ils ont été amenés à utiliser des tores de très petite taille (ayant un diamètre extérieur de moins d'un demi-millimètre). Les périodes de cycle peuvent alors être inférieures à une microseconde. Il est facile d'imaginer les problèmes que cette miniaturisation pose, notamment pour le câblage : il faut passer dans le trou intérieur (quelques dixièmes de millimètres) au moins trois conducteurs.

3.3. La mémoire matricielle.

— Dans une mémoire centrale les tores sont disposés sous forme matricielle (fig. III-7). Chaque tore est défini par son abscisse et son ordonnée ; tous les tores ayant même abscisse sont traversés par un fil « vertical » commun (x) et tous les tores ayant même ordonnée par un fil commun « horizontal » (y). Enfin, un fil RR' traverse tous les tores et permet la lecture.

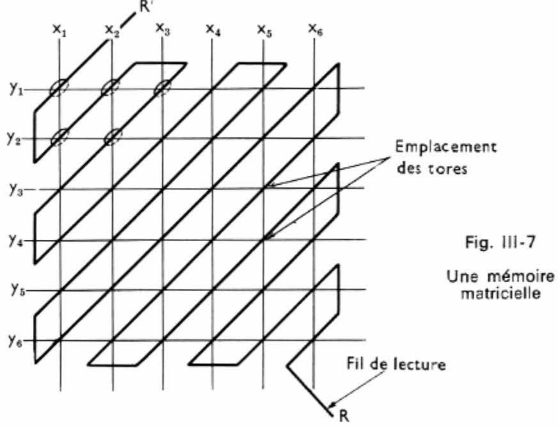


Fig. III-7

Une mémoire matricielle

Pour écrire ou lire une information dans un tore, par exemple celui de coordonnées x_5, y_3, il suffit de faire passer des courants d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les conducteurs x_5 et y_3 (avec des sens convenables) : il y a alors basculement (d'où lecture ou écriture). Les autres tores situés sur la matrice ne sont absolument pas affectés par ce passage

de courant : les tores n'ayant ni l'abscisse 5, ni l'ordonnée 3, ne sont traversés par aucun courant (sauf le courant de lecture s'il y a basculement, mais il est d'intensité très faible) ; quant aux tores d'abscisse 5 ou d'ordonnée 3, ils sont traversés par un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ ce qui ne peut en aucun cas modifier leur état magnétique (ils peuvent être traversés par le courant de lecture s'il y a basculement, mais d'une part son intensité est très faible, et d'autre part il est postérieur au passage du courant dans les conducteurs x_5 et y_3 et les effets magnétiques ne s'ajoutent pas).

Notons bien que le *fil de lecture RR′ est commun à tous les tores de la matrice* et ne peut donc donner aucune indication sur la position du tore dont le basculement magnétique a (ou n'a pas) engendré un courant induit ; cette position ne peut être définie que par le choix de la colonne (conducteur x_5 dans l'exemple choisi) et le choix de la ligne (conducteur y_3) de la matrice. C'est l'effet conjugué des courants traversant le fil x_5 et le fil y_3 qui permet la lecture et l'écriture : c'est pour cette raison que certains appellent ces matrices : *matrices à coïncidence de courant*. Les constructeurs de ces mémoires sont très attentifs aux phénomènes parasites engendrés dans ce montage. En particulier, comme les cycles d'hystérésis des ferrites ne sont pas parfaitement rectangulaires, il faut faire attention que les petites variations de flux qui se produisent dans les tores traversés par un courant $\frac{I}{2}$ ne s'ajoutent pas, car elles risqueraient de provoquer des basculements magnétiques ; pour éviter toute influence d'un tore sur ses voisins, les tores sont disposés suivant des directions perpendiculaires ; d'autres modifications sont parfois nécessaires, mais les principes exposés ci-dessus restent vrais.

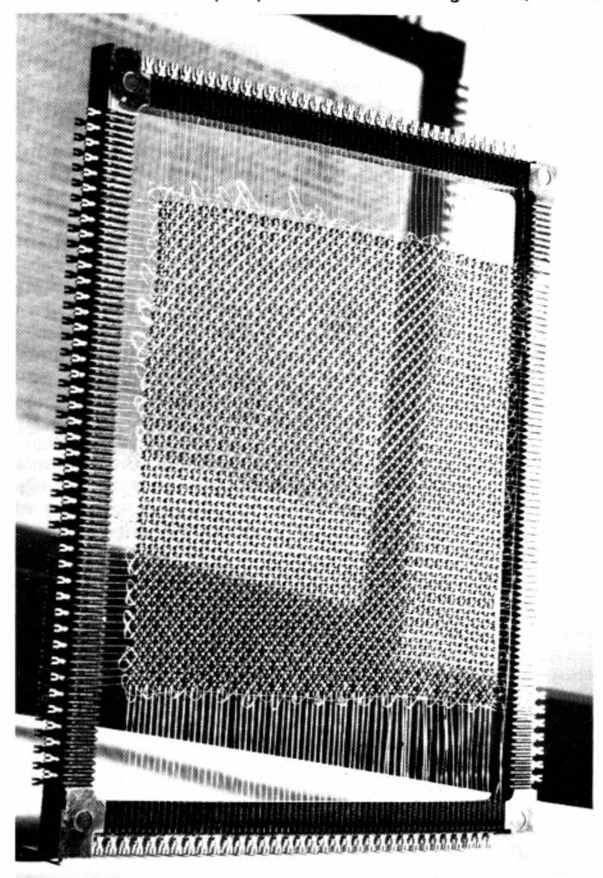


Fig. III-8 — Mémoire formée d'un grand nombre de tores de ferrite (*I.B.M.*)

3.4. Les mémoires d'ordinateur. — Une mémoire centrale n'est pas composée d'une seule matrice : il faudrait une immense plaque pour que la capacité soit importante. De plus, et cette limitation semble encore plus importante, la lecture ne pourrait se faire que bit après bit et, pour un caractère alphanumérique représenté par six bits, le temps de lecture serait six fois la période de cycle. Pour éviter à la fois l'encombrement et la lenteur d'une telle solution, les constructeurs réalisent des mémoires en superposant un certain nombre de matrices : en général n matrices, pour des caractères de n bits.

Le principe de fonctionnement est exactement le même que dans le cas précédent, mais il faut tenir compte du fait que la mémoire présente une dimension supplémentaire (fig. III-9). Dans ce cas, le conducteur x_5 ne traverse pas seulement les tores situés sur une même droite « verticale » mais il traverse tous les tores situés dans un même plan vertical (X_5) ; le conducteur y_3 ne traverse pas seulement tous les tores situés sur une même droite « horizontale » mais tous les tores situés dans un même plan (Y_3) vertical et perpendiculaire à X_5 ; le couple de conducteurs x_5, y_3 ne représente plus l'adresse d'un tore (de coordonnées x_5, y_3) mais d'une droite de tores, la droite située à l'intersection des plans X_5 et Y_3 ; s'il y a n matrices, les unes au-dessus des autres, le passage d'un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les conducteurs x_5 et y_3 peut provoquer le basculement magnétique des n tores situés sur la droite de coordonnées x_3 et y_5.

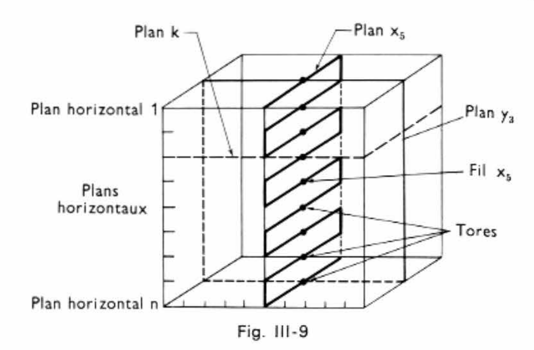


Fig. III-9

Il est évident que, dans le cas d'une lecture, il faut pouvoir détecter le basculement (ou le non-basculement) de chacun des tores de cette droite : le fil de lecture ne peut être commun à tous ces tores comme les deux conducteurs précédents : il y a un conducteur de lecture par plan horizontal (il traverse tous les tores situés dans la mémoire matricielle de ce plan).

Avec ces trois ensembles de conducteurs (les conducteurs x_i, les conducteurs y_j et les conducteurs de lecture R_k, il est possible de faire la lecture simultanée de n'importe quel ensemble de n tores de ferrite *situés sur la même droite verticale :* si un courant est induit dans un conducteur de lecture R_k, c'est que, dans le tore situé dans le même plan que lui (k), il s'est produit un basculement magnétique. Comme dans le cas précédent, cette lecture est destructrice ; les tores qui étaient à l'état **1** avant la lecture « basculent » et se retrouvent à l'état **0**. Il est nécessaire de réenregistrer les informations lues. Notons à ce propos que, dans le cas des mémoires à tores de ferrite, lecture et écriture sont des opérations identiques : la lecture doit être suivie d'un réenregistrement et l'enregistrement doit être précédé d'une lecture afin d'effacer les informations stockées préalablement (nous utilisons alors la propriété destructrice de la lecture).

Enregistrement et réenregistrement ne peuvent se faire avec seulement les trois types de conducteurs x_i, y_j et R_k (k = numéro du plan horizontal). Dans le cas d'une simple mémoire matricielle, il suffisait de faire passer un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les conducteurs x_i et y_j pour provoquer le basculement du tore de coordonnées (x_i, y_j) ; dans une mémoire à n matrices superposées, le passage d'un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les conducteurs x_i et y_j provoque le basculement des n tores situés sur la droite de coordonnées x_i, y_j. Pour représenter un caractère comportant des **1** et

des 0, il faut ajouter un quatrième conducteur I_k appelé *fil de courant d'inhibition*. Ce conducteur sera traversé par un courant $-\frac{I}{2}$ dont l'effet magnétique est opposé à celui du courant dans un conducteur *x* ou *y*. Par suite, si les trois conducteurs *x*, *y* et I_k d'un tore sont simultanément alimentés, tout se passe comme si le seul conducteur *x* (ou *y*) l'était et l'état magnétique du tore n'est pas modifié. Il en est évidemment de même si seulement l'un des conducteurs *x* ou *y* est parcouru par un courant en même temps que le conducteur de courant d'inhibition.

De même que pour les conducteurs de lecture, il faut un fil de courant d'inhibition par matrice et chacun de ces fils traverse tous les tores situés dans un même plan horizontal. La disposition de ces conducteurs est telle que le champ magnétique produit par le courant électrique dans un conducteur de courant d'inhibition ait un effet contraire à celui produit par un courant électrique dans un conducteur x_i ou y_j. À titre d'exemple, imaginons que nous voulions inscrire à l'adresse (5,3) le caractère 100 110 (fig. III-10). Une lecture préalable permet d'effacer les informations stockées à cette adresse, l'état des tores est alors le suivant: 000000. Il faut ensuite provoquer le basculement de trois tores situés respectivement dans le premier, le quatrième et le cinquième plan sur la droite (5,3). Nous faisons passer en même temps un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ dans les conducteurs x_5, y_3, I_2, I_3 et I_6.

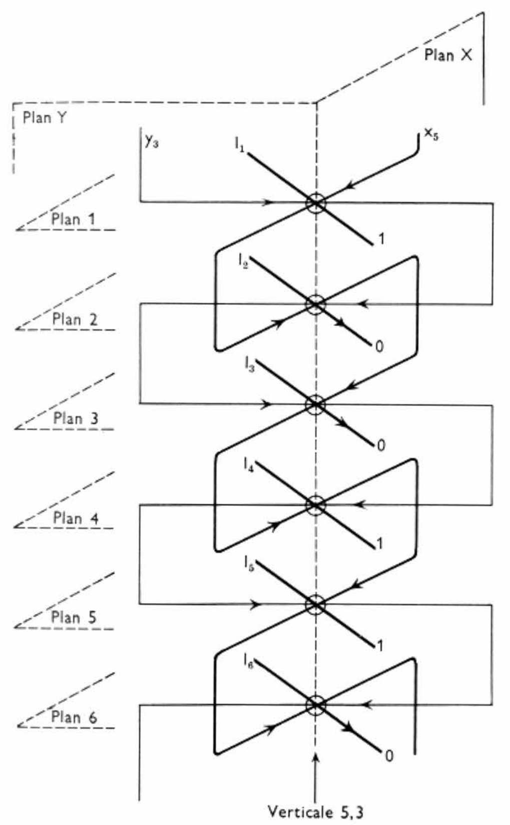


Fig. III-10

L'action conjointe des courants traversant les conducteurs x_5 et y_3 provoquerait le basculement des six tores sur la verticale (5,3) mais les courants d'inhibition dans les conducteurs des plans 2, 3 et 6 $\left(\text{d'intensité} - \frac{I}{2}\right)$ empêchent tout changement d'état magnétique: les tores, à l'intersection de la verticale (5,3) et de ces trois plans, restent dans l'état 0.

En revanche, pour les tores à l'intersection de cette même verticale et des plans 1, 4 et 5, se produit le basculement magnétique (puisqu'il n'y a pas de courant d'inhibition dans les conducteurs I_1, I_4 et I_5). L'action simultanée d'un courant d'intensité $\frac{I}{2}$ en valeur absolue traversant les conducteurs x_5, y_3, I_2, I_3 et I_6 a donc permis d'écrire le caractère souhaité: 100 110.

3.5. Différents types de mémoires. — Il est possible de distinguer deux types de mémoires: les **mémoires à caractères** et les **mémoires à mots** dont les **mémoires à octets.** Les machines I.B.M. de la deuxième génération (1401, 1410...) avaient des mémoires à caractères alphanumériques (caractères pouvant représenter soit un nombre, soit une lettre); l'ordinateur GE 400 a des mémoires à mots; les calculatrices I.B.M. de la troisième génération (360) ont des mémoires à octets. La différence entre ces mémoires tient essentiellement dans le nombre de mémoires matricielles empilées les unes sur les autres.

3.5.1. Mémoires alphanumériques. — Les premières *mémoires alphanumériques* étaient des mémoires à caractères comportant six mémoires matricielles superposées: six tores se trouvaient disposés sur une même ligne verticale adressable (de ce fait, elle était désignée par un numéro caractéristique qui correspondait à ses coordonnées par rapport à un plan horizontal). Un caractère étant une information de six bits, il devait être stocké sur six tores (V. chap. 1).

Les mémoires à caractères ne sont pas très performantes lorsqu'il faut stocker seulement des nombres: chaque nombre ne nécessite que quatre bits et, sur chaque ligne, deux bits restent inutilisés et inutilisables.

3.5.2. Mémoires à mots. — Un mot est un ensemble de bits qui permet de représenter soit un nombre supérieur à neuf, soit un ensemble de lettres alphabétiques. Dans une mémoire à mots, le mot est la plus petite quantité d'informations à laquelle on puisse accéder. Dans une mémoire à mots de 24 bits, il y a 24 plaques horizontales superposées; chaque mot est adressable, son adresse étant les coordonnées de la droite verticale des tores qui servent à le représenter. Puisque la lecture et l'écriture se font toujours par mot, pour le constructeur le problème fondamental est la détermination de la taille optimale du mot: un mot trop long entraîne un gâchis de place en mémoire centrale quand de petits nombres doivent être stockés et un mot trop court peut ne pas permettre une précision suffisante. Un mot de la mémoire centrale de l'ordinateur GE 400 comporte 24 bits ou quatre caractères alphanumériques de six bits. Pour représenter des nombres algébriques de quatre chiffres en D.C.B., il est nécessaire d'utiliser quatre bits pour chacun des quatre caractères; deux bits par caractère sont donc perdus, sauf dans le caractère de droite utilisé pour représenter le dernier chiffre significatif et le signe (deux bits).

L'**octet** est formé de huit bits: dans chaque octet peuvent être représentés deux chiffres ou un caractère alphanumérique; cette fois, il n'y a plus de perte de place dans le cas du stockage de chiffres, en revanche, il y en a pour stocker des caractères alphanumériques. De la même façon qu'un mot est un ensemble de caractères dans la calculatrice GE 400, un mot est un ensemble d'octets dans l'ordinateur I.B.M. 360: dans ce cas particulier, un mot comprend quatre octets.

L'étude des mémoires à tores de ferrite nous a permis de bien comprendre le fonctionnement de la mémoire centrale et plus généralement de toute mémoire magnétique. Les mémoires à tores de ferrite sont aujourd'hui les plus répandues; néanmoins, des mémoires utilisant une technique plus évoluée pourraient un jour les remplacer: les mémoires à films minces.

3.6. Les films minces. — Les films minces se présentent sous forme de petits rectangles de 1 mm de longueur, distants les uns des autres de 1 mm, d'épaisseur 0,15 μm, déposés par évaporation sur une plaquette de verre ou d'argent. Une direction d'aimantation permanente est obtenue lors d'un recuit dans un champ magnétique. Suivant cette direction, deux orientations de l'aimantation sont possibles, d'où deux états magnétiques stables.

La sélection se fait encore suivant la coïncidence des

courants ; les films nécessaires sont disposés sur des circuits imprimés superposés. Le temps de basculement pour un bit est proche de 2 μs ; mais les temps de sélection et d'amplification restent les mêmes que dans le cas des ferrites. Les avantages de cette technique sont donc d'ordre essentiellement technologique : miniaturisation, plus grande rapidité et également possibilité d'une production plus automatisée (alors que le câblage des tores de ferrite ne peut être entièrement automatisé). Leur coût limite cependant leur utilisation, de même que leur manque de fiabilité.

Actuellement, ces mémoires à films magnétiques minces sont utilisées notamment comme registres (mémoires à accès ultra-rapide ne devant stocker l'information que pendant un temps très court. V. chap. 2).

Toutes les mémoires précédentes permettent de stocker les informations, de les lire et d'effacer les informations préalablement enregistrées (possibilité offerte par la lecture destructrice), ce qui limite les problèmes de capacité. Seules sont gardées en mémoire centrale les informations qui vont être immédiatement utiles ; les autres sont effacées et enregistrées sur des mémoires auxiliaires. Il y a néanmoins des informations qui sont nécessaires en permanence lors de l'exécution d'un programme : elles sont disposées dans des mémoires fixes.

3.7. Les mémoires fixes. — Elles sont utilisées pour enregistrer les informations devant être disponibles en permanence en mémoire centrale. Par exemple, dans un calculateur spécialisé, le programme est toujours le même et doit être conservé sans arrêt en mémoire centrale ; de même, dans un calculateur universel, le programme de gestion interne (V. chap. 4) ainsi que les sous-programmes permettant de calculer les valeurs de fonctions élémentaires (sinus, cosinus, logarithme...) ne doivent pas être modifiés.

Une mémoire ne permettant que la lecture et non l'écriture, présente les avantages suivants :

— élimination du risque de perte des informations par suite d'une erreur ou d'une panne ;

— accès plus rapide, par suite de la suppression totale ou partielle du temps de régénération (réécriture).

3.7.1. Mémoires tissées. — Ce terme désigne un procédé dans lequel une matrice de tores de ferrite ne comprend que des tores symbolisant la valeur 1. Il y a lieu de régénérer l'information après lecture ; mais cette opération se fait simultanément pour tous les tores à l'aide d'un fil unique : un seul fil, traversé par le courant I, remplace les couples de fils x_i, y_j traversés par un courant d'intensité $\frac{I}{2}$; de plus, il n'y a évidemment, pas besoin de courant d'inhibition ; la durée du cycle s'abaisse ainsi de 0,3 μs.

3.7.2. Cartes perforées métalliques. — La présence ou l'absence d'un trou dans une carte perforée en métal non magnétique modifie l'inductance mutuelle de deux bobinages.

4. LA CARTE ET LA BANDE PERFORÉE

Nous présenterons en même temps ces deux supports de l'information, car leur rôle, tant pour les unités d'entrée-sortie que pour les mémoires auxiliaires, est fondé sur le même principe : des perforations (rectangulaires ou circulaires) représentent la valeur 1, l'absence de perforation correspondant à la valeur 0. Les cartes perforées constituent un support d'information très utilisé par les informaticiens ; il l'est cependant encore plus pour tous les travaux de mécanographie classique.

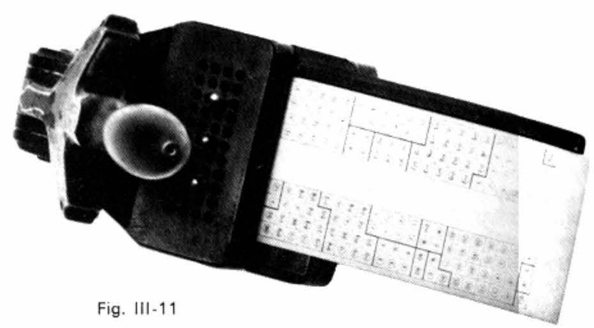


Fig. III-11

Carte Hollerith (*I.B.M.*)

Les machines à cartes perforées furent conçues vers 1885 par le docteur Hollerith pour effectuer le recensement de la population des États-Unis d'Amérique. Les documents originaux, en l'occurrence des bulletins de recensement, étaient remplacés par des cartes sur lesquelles les renseignements numériques étaient représentés par des perforations convenablement placées ; il était ensuite possible de les lire à l'aide de machines, par exploration électrique. Les premières machines de ce type ayant servi à l'élaboration de statistiques démographiques, elles furent appelées « machines à statistiques ». Ce terme impropre ne peut plus s'appliquer aux machines à cartes perforées qui sont employées aujourd'hui pour de multiples travaux.

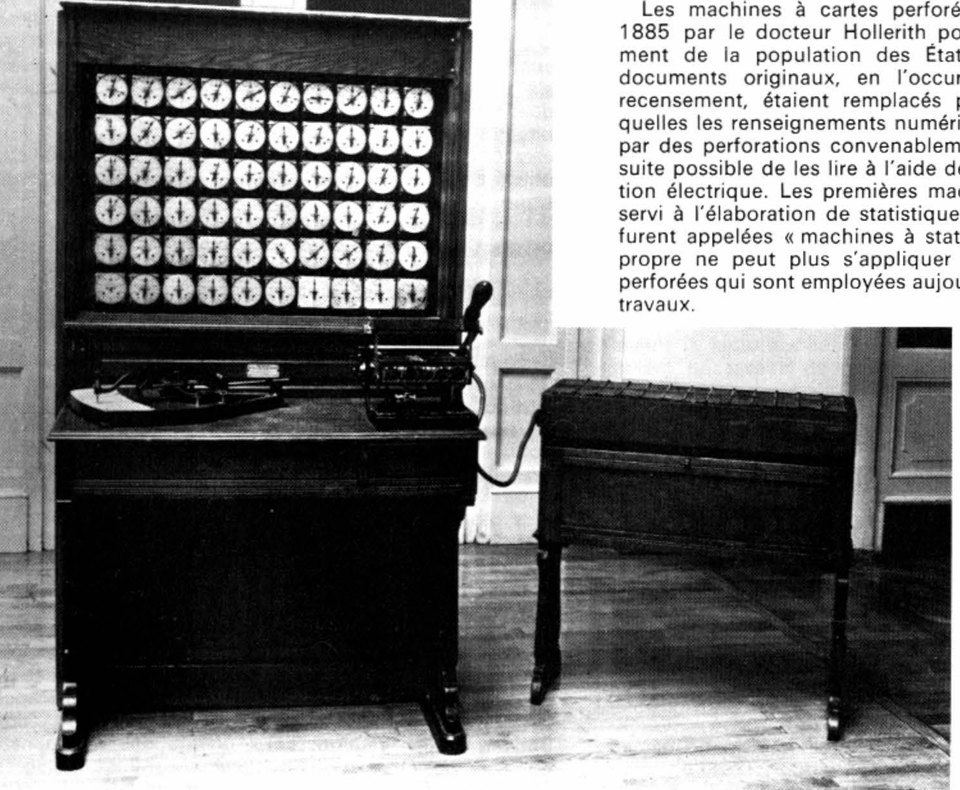


Fig. III-12

Machine à cartes perforées du docteur Hollerith et boîtes de tri (*I.B.M.*)

Ligne 12

Ligne 11

Fig. III-13 — Carte perforée à 80 colonnes (*I.B.M.*)

4.1. La carte perforée. — Le document sur lequel sont inscrites les informations (sous forme codée), est une carte (fig. III-13) rectangulaire, en carton de qualité spéciale, dont les diverses caractéristiques doivent être réalisées avec des tolérances très faibles, sous peine d'incidents de fonctionnement. La carte la plus souvent utilisée a les dimensions suivantes : longueur 187,3 mm, largeur 82,6 mm, épaisseur 0,16 mm.

Elle est divisée verticalement en un certain nombre de *colonnes* (en général 80) qui comportent chacune 12 positions de perforations possibles réparties régulièrement dans la largeur. Dix de ces positions de perforations sont numérotées à partir du bas : 9-8-7-6-5-4-3-2-1-0. Au-dessus de la ligne des zéros mais sans impression, se trouve la ligne des 11 (ou des *X*), puis la ligne des 12 (ou des *Z*). Contrairement aux autres positions de perforations, ces deux dernières, dites *de commande*, n'ont aucune valeur arithmétique.

Les différentes colonnes de la carte sont en général utilisées par groupes et constituent des *zones ;* dans chaque zone peut être placé un renseignement déterminé du document de base : soit un indicatif numérique, soit une valeur ; le nombre de colonnes de la carte englobées par une zone est nécessairement égal au nombre de chiffres de l'indicatif le plus élevé ou de la valeur la plus forte qui doit y être inscrite.

Afin de faciliter la lecture des cartes perforées, la partie supérieure de la carte porte les intitulés des différentes rubriques (intitulés inscrits en clair).

La transcription d'un chiffre se fait en effectuant une perforation rectangulaire dans la colonne prévue et sur la ligne correspondant au chiffre considéré.

Les lettres de l'alphabet sont représentées par un ensemble de deux perforations dans une même colonne, et cela suivant le code choisi (V. chap. 1). Il faut signaler que les codes alphabétiques varient suivant les constructeurs (la figure III-13 présente le code I.B.M.).

La carte 96 est un autre exemple de carte perforée (fig. III-14 et III-15). De dimensions plus petites que la précédente, (82,55 mm × 67 mm) elle comporte deux parties distinctes :

— Une plage d'impression où les informations sont imprimées en langage clair.

— Une zone de perforation où les informations sont enregistrées sous forme codée en 96 colonnes. La capacité d'enregistrement de cette carte est de 480 000 caractères alphabétiques et numériques.

Du point de vue de la théorie de l'information, l'utilisation de ces cartes est un véritable gâchis organisé des supports de l'information : en effet, pour chaque caractère alphanumérique, douze bits sont disponibles (les douze rectangles d'une même colonne qui peuvent être perforés ou non) alors qu'un caractère alphanumérique a une valeur informationnelle comprise entre cinq et six bits ; des cartes de six lignes seraient tout aussi performantes.

Dans certains cas, à cette carte classique, il est possible d'associer, au moment de l'enregistrement, des cartes d'utilisation plus performante : il s'agit notamment de la

Fig. III-14 — Carte 96 (*I.B.M.*)

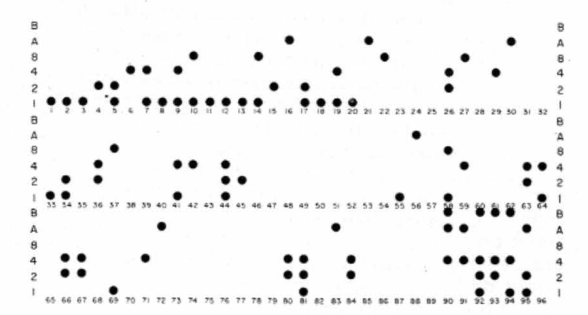
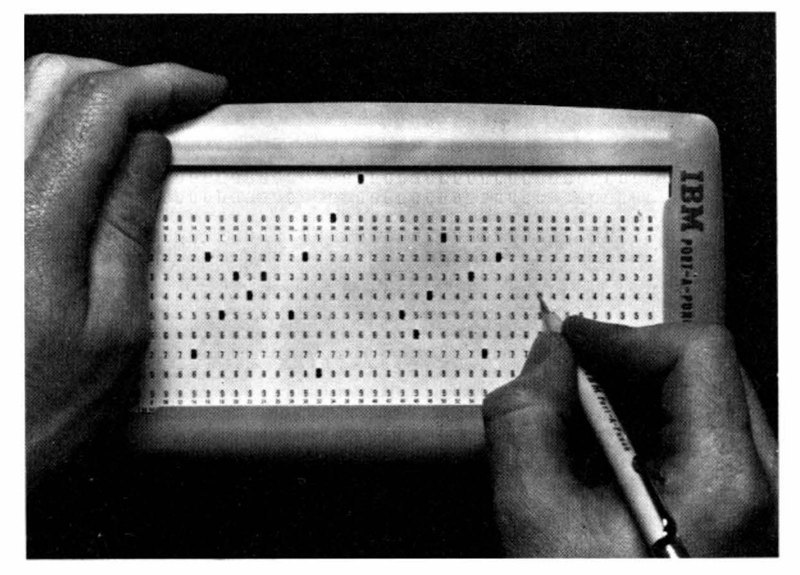


Fig. III-15 — Carte 96 perforée pour un compte-client (*I.B.M.*)



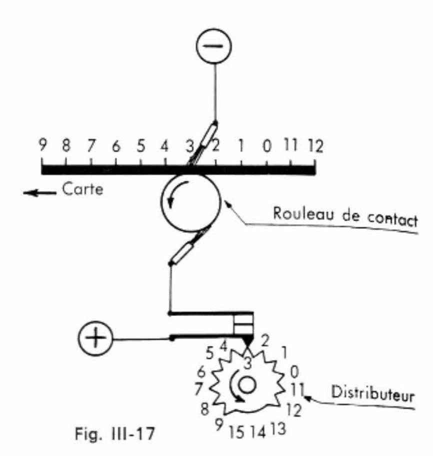


Fig. III-17

Principe de la lecture électrique et rôle du distributeur

Fig. III-16 — Carte prédécoupée *(I.B.M.)*

carte graphitée et de la carte prédécoupée (carte Perfostyl I.B.M., fig. III-16). Les cartes graphitées peuvent être complétées manuellement à l'aide d'un crayon à mine de graphite : il suffit que l'utilisateur coche les rectangles qui doivent être perforés. Les traits de crayon sont ensuite traduits en perforations à l'aide d'une machine spéciale appelée *reproductrice*, machine équipée d'un dispositif de lecture graphique. Les cartes Perfostyl (I.B.M.) permettent également un enregistrement très simple des données : il suffit, en effet, de dégager un confetti matricé (c'est-à-dire prêt à être détaché à l'endroit où l'on veut perforer). Ce confetti peut être enlevé par simple pression à l'aide d'un petit stylet, d'un crayon, etc.

4.2. Principe d'exploration. — La carte, entraînée dans le sens de la largeur par un dispositif d'alimentation de la machine, passe entre une brosse (constituée par 1 ou 80 balais de fils d'acier) et une plaque fixe ou un cylindre métallique tournant. La brosse est reliée à l'un des pôles d'un générateur de courant continu, tandis que la plaque (ou le cylindre) est reliée à l'autre pôle. Les positions des balais et leur largeur sont telles que chacun d'eux explore une colonne de la carte et une seule. Le carton de la carte constitue un isolant : il empêche le passage du courant entre le balai et la plaque (ou le cylindre). En revanche, si le balai vient en contact avec la plaque (ou le cylindre) parce que la carte est perforée, le courant peut passer ; il est utilisé pour commander différents organes de la machine.

Afin d'éviter les étincelles de rupture qui ne manqueraient pas de se produire et de détériorer cartes, plaques ou cylindres, un *distributeur* est intercalé dans le circuit. Ce distributeur, appelé parfois *répartiteur* (fig. III-17), est constitué schématiquement par une came à douze bossages qui permettent de fermer le circuit d'exploration au moment où la détection d'une perforation est possible ; la fermeture du circuit d'alimentation a lieu un peu après que la perforation ait permis le contact balai-plaque et la réouverture se produit un peu avant que le contact ne s'ouvre. Comme de plus, un certain intervalle sépare le passage de deux cartes perforées, même lorsqu'elles semblent se suivre, il faut obligatoirement empêcher le contact du balai avec la plaque (ou le cylindre) durant ce laps de temps : le distributeur est conçu de façon à couper l'alimentation pendant ce temps.

Le déplacement linéaire de la carte sous la brosse est synchronisé avec les mouvements de tous les organes de la machine : ils reprennent la même position à intervalles de temps fixes appelés **cycles** (fig. III-18). Un cycle correspond à un tour de l'arbre principal des machines ; pendant cette période, la carte a avancé d'une distance égale à la hauteur de la carte, augmentée de la distance qui sépare deux cartes successives ou *intercarte*.

Si nous explorons une colonne déterminée, nous constatons que le contact entre balai et plaque (ou cylindre) se produit à différents moments qui caractérisent les différentes perforations. Le cycle a été divisé en points et tout naturellement, ils ont été désignés du nom de la perforation qui leur correspond. Comme les cartes sont presque toujours explorées en commençant par la ligne des 9, on trouve successivement les points : 9-8-7-6-5-4-3-2-1-0-11-12 qui correspondent aux douze lignes de la carte ; suivent quelques points fictifs qui correspondent à l'intercarte. Cet intervalle est variable ; il est, par exemple, de trois points pour certaines tabulatrices Bull et de huit points pour les tabulatrices I.B.M. Les premières machines sont dites de 15 points (12 + 3) et les secondes, de 20 points (12 + 8).

Ce principe d'exploration étant maintenant bien défini, voyons comment ces cartes sont utilisées. Nous présenterons successivement les perforatrices, les lecteurs puis les autres machines à cartes.

4.3. Les perforatrices. — Comme le lecteur, c'est un matériel qui est absolument indispensable dès qu'il y a utilisation de cartes : en effet, la perforatrice sert à enregistrer l'information sur une carte et le lecteur est nécessaire pour utiliser ensuite cette information. Nous retrouverons donc ces deux types d'appareils en mécanographie traditionnelle (utilisation de machines à cartes) et avec les ensembles électroniques.

Les **perforatrices,** appelées aussi **poinçonneuses,** sont des machines qui servent à transcrire des informations sur *cartes perforées ;* elles sont conduites par des personnes appelées *perforeurs* ou *perforeuses* qui commandent la perforation des cartes à partir des documents de base.

Deux sortes de machines sont employées :
— les perforatrices mécaniques,
— les perforatrices électriques.

Elles possèdent toutes au moins un clavier dit *numérique* constitué par 12 touches, numérotées de 9 à 12 (9, 8, . . ., 0, 11, 12), utilisées pour perforer les colonnes de la carte et par des touches supplémentaires, généralement trois :

— la touche « espace » pour passer d'une colonne à la suivante sans faire de perforation ;

— la touche « tabulation » pour sauter une zone de plu-

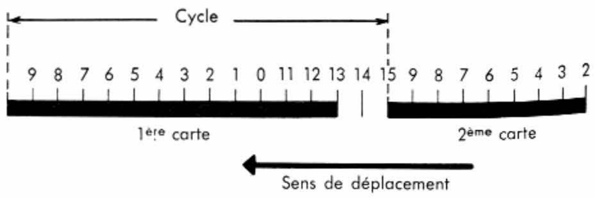
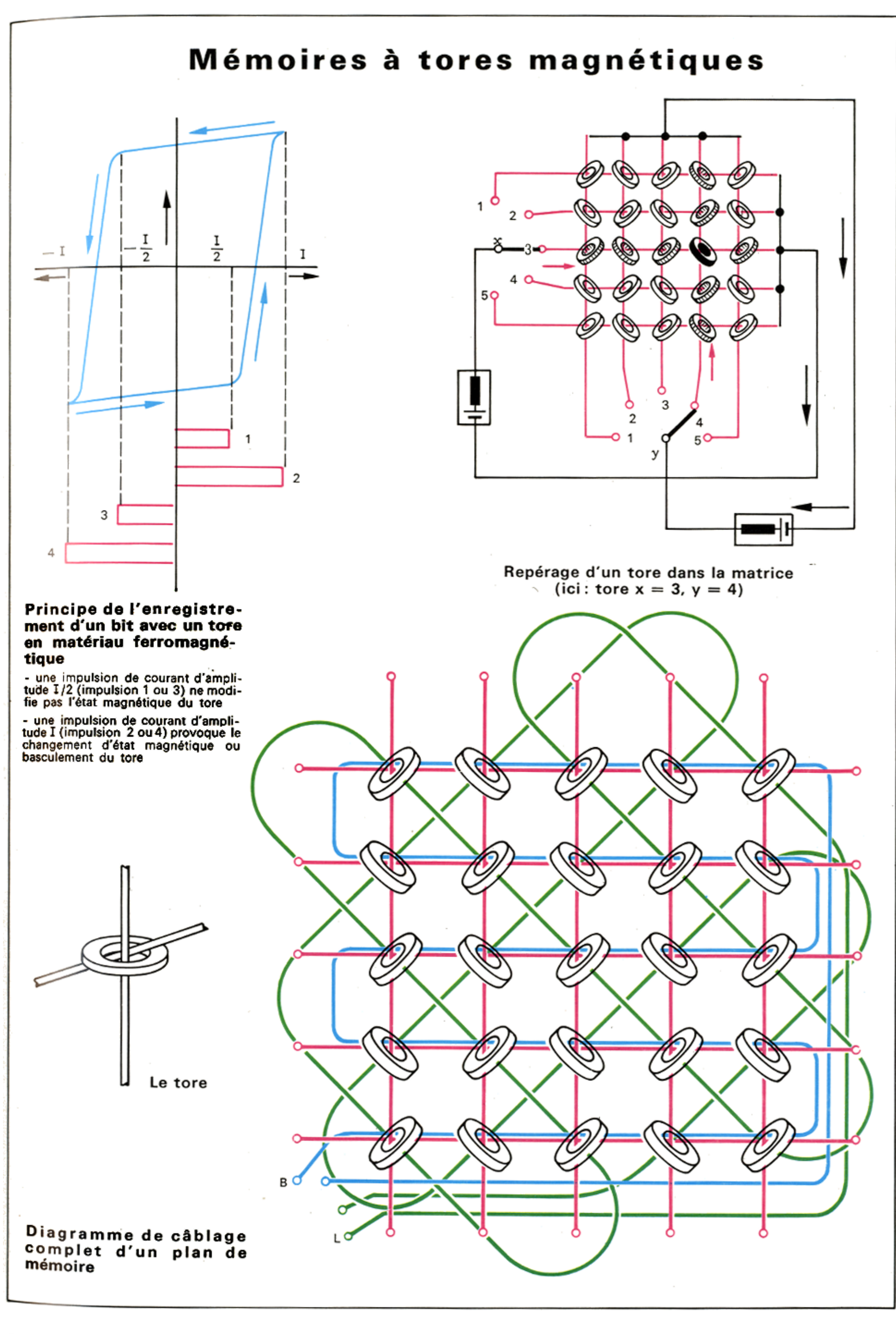


Fig. III-18 — Notion de cycle

Mémoires à tores magnétiques



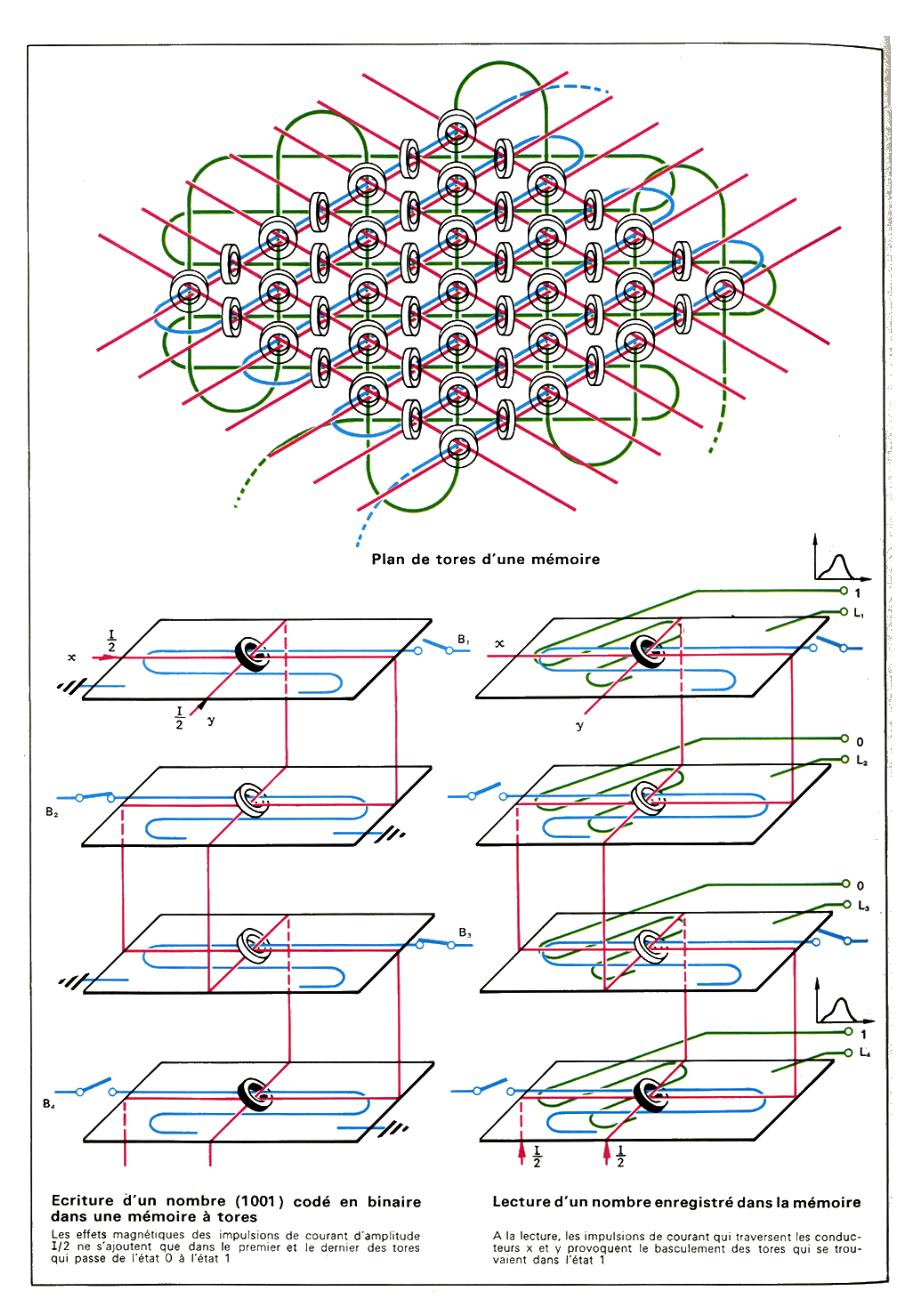
Principe de l'enregistrement d'un bit avec un tore en matériau ferromagnétique

- une impulsion de courant d'amplitude I/2 (impulsion 1 ou 3) ne modifie pas l'état magnétique du tore
- une impulsion de courant d'amplitude I (impulsion 2 ou 4) provoque le changement d'état magnétique ou basculement du tore

Repérage d'un tore dans la matrice (ici : tore x = 3, y = 4)

Diagramme de câblage complet d'un plan de mémoire

Documents : R.T.C.



Plan de tores d'une mémoire

Ecriture d'un nombre (1001) codé en binaire dans une mémoire à tores

Les effets magnétiques des impulsions de courant d'amplitude I/2 ne s'ajoutent que dans le premier et le dernier des tores qui passe de l'état 0 à l'état 1

Lecture d'un nombre enregistré dans la mémoire

A la lecture, les impulsions de courant qui traversent les conducteurs x et y provoquent le basculement des tores qui se trouvaient dans l'état 1

Documents : R.T.C.

sieurs colonnes qui ne doit pas recevoir de perforations;
— la touche « éjection » qui permet d'amener la carte à la dernière colonne.

Sur les machines mécaniques, l'enfoncement d'une touche commande d'abord un poinçon qui effectue la perforation, puis un échappement qui permet à la carte placée sur le chariot de passer à la colonne suivante. Pour effectuer des perforations alphabétiques, il suffit d'enfoncer deux touches simultanément comme le code choisi l'indique.

Sur les machines électriques, l'enfoncement d'une touche ferme un contact électrique qui commande un électro-aimant. Celui-ci agit d'abord sur le poinçon qui effectue la perforation puis sur l'échappement qui fait avancer la carte à la colonne suivante.

Sur les machines dites *alphanumériques*, qui deviennent de plus en plus nombreuses, il y a, en plus du clavier décrit ci-dessus, un clavier alphabétique analogue à celui des machines à écrire qui permet la double perforation (1 lettre = 2 perforations sur la même colonne) par enfoncement d'une seule touche.

Les perforatrices électriques sont le plus souvent équipées des dispositifs suivants:
— *alimentation et éjection automatique des cartes;*
— *reproduction des constantes.* La perforation de certaines données communes à un lot de cartes est effectuée sur une carte maîtresse qui sert de cliché; placée ensuite sur un chemin de carte spécial, elle permet la perforation automatique de ces données sur chaque carte du lot et cela sans intervention de la perforatrice. Sur ces machines, la carte se déplace et est perforée colonne par colonne.

La perforation demeure une opération très longue qui augmente beaucoup le temps total du traitement de l'information: pour de nombreuses applications en gestion, la durée de perforation est beaucoup plus longue que le temps de traitement proprement dit. Une personne très entraînée tape environ 7 000 perforations à l'heure et le pourcentage de ses erreurs est compris entre 3 et 5 %. Bien que faible, cette proportion d'erreurs impose qu'une vérification suive la perforation des cartes. Pour s'assurer que les cartes perforées sont bien la traduction exacte (en perforations) des renseignements figurant sur le document de base, les cartes sont reprises par des machines dites *vérificatrices* conduites par des *vérifieurs*. Cette opération de vérification suppose que la probabilité est très faible pour que la perforeuse et la vérifieuse fassent exactement la même erreur. La vérifieuse recommence exactement le même travail de perforation que la perforeuse; ce travail se ramène donc à une vérification de la coïncidence des perforations.

Il y a également deux types de vérificatrices: les vérificatrices mécaniques et les vérificatrices électriques. Les vérificatrices mécaniques sont analogues aux perforatrices mécaniques, toutefois les poinçons sont remplacés par des plongeurs. L'opératrice répète donc exactement les mêmes opérations que la perforeuse; il y a avancement normal de la carte en cas d'exactitude, blocage en cas d'erreur. Sur les vérificatrices électriques, la carte est lue colonne par colonne par une série de douze balais. Cette lecture est ensuite comparée électriquement à l'imposition faite au clavier. La machine se bloque en cas d'erreur. Avec ces machines électriques, les opérations de vérification sont légèrement plus rapides; néanmoins, une bonne vérifieuse dépasse rarement la vitesse de 8 000 perforations par heure.

La perforatrice de cartes peut être un organe de sortie d'une machine à cartes ou d'un ensemble électronique: les données traitées sont présentées sur cartes perforées. Cela est particulièrement intéressant lorsque les informations obtenues doivent servir de données d'entrée pour une autre application.

Les perforatrices de sortie sont assez lentes; les perforations sont encore réalisées au moyen de poinçons en acier, animés de mouvements alternatifs. Dans ces organes de sortie, la vitesse de perforation reste voisine de 300 à 500 perforations par minute. Cette vitesse n'est pas suffisamment grande pour justifier le rattachement direct de la perforatrice à l'unité centrale et c'est pourquoi la liaison est faite au moyen d'un canal (V. chap. 2).

4.4. Les lecteurs de cartes. — Comme son nom l'indique, un lecteur de cartes est l'organe d'entrée d'une machine à cartes perforées ou d'un ensemble électronique chargé d'assurer la lecture des informations consignées au moyen de perforations sur des cartes perforées. Les procédés technologiques utilisés sont variés et, en fait, déterminent la vitesse de lecture. Dans tous les cas, la vitesse de lecture est beaucoup trop faible pour que l'unité centrale d'un ordinateur puisse être utilement reliée directement au lecteur: dans ce cas aussi, la liaison doit être réalisée au moyen d'un canal. Le lecteur de cartes fournit les informations à enregistrer dans la mémoire-tampon du canal.

Le procédé de lecture le plus simple met en œuvre des balais métalliques qui établissent des contacts avec une plaque conductrice (V. ci-dessus, § 4.2). La lecture se fait colonne par colonne à une vitesse de 400 cartes à la minute au maximum. Des procédés plus performants ont été mis au point et ont permis d'atteindre la vitesse de 2 000 cartes à la minute. Ce sont alors des dispositifs photoélectriques qui sont utilisés: les rayons lumineux passent à travers les perforations lorsque la carte défile

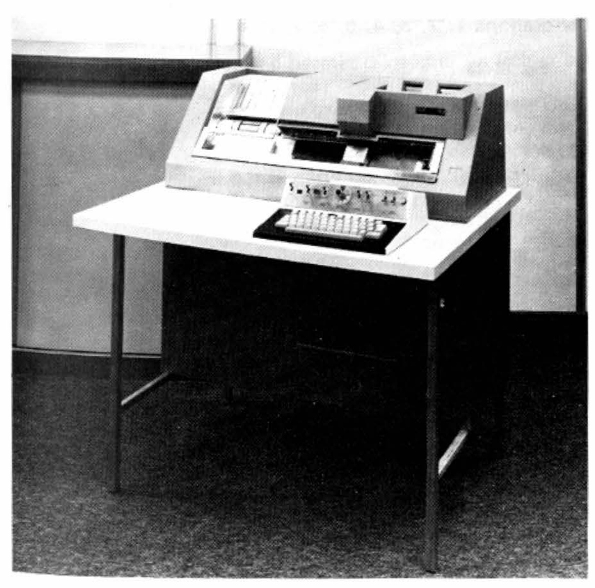
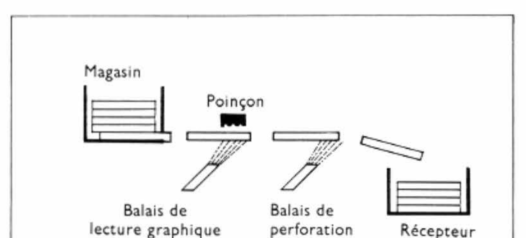


Fig. III-19 — Perforatrice-vérificatrice 129 (*I.B.M.*)



Fig. III-20 — Lecteur de cartes 3505 (*I.B.M.*)

Unité de perforation



Unité de lecture

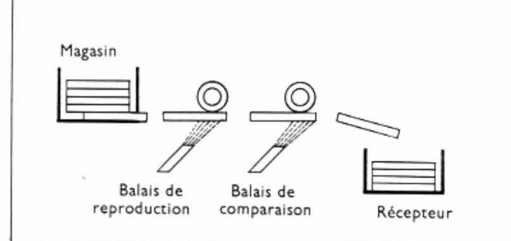


Fig. III-22

Schéma de fonctionnement d'une reproductrice en duplication (les deux parties de la machine sont représentées côte à côte ici)

et ils sont détectés au moyen de cellules photoélectriques (V. t. 1, Électronique, chap. 20). Le courant, qui traverse une cellule éclairée durant le passage d'une perforation (impulsion de courant), est amplifié pour constituer le signal de sortie de la machine à cartes perforées. La lecture peut également être réalisée en utilisant la variation de la capacité d'un condensateur élémentaire dont la carte est le diélectrique (V. t. 1, Électricité, chap. 17). Selon qu'entre les armatures se trouve le papier de la carte ou le trou provoqué par une perforation, la capacité est différente et cette variation permet d'engendrer un signal qui pourra être amplifié. Les lectures plus rapides, utiles lorsqu'il s'agit d'introduire les informations en ordinateur, ne sont plus faites colonne par colonne, mais ligne par ligne. Cela présente l'avantage de diminuer le nombre d'opérations de lecture et, dans le cas de l'utilisation de cellules photoélectriques, le nombre de cellules à utiliser : en effet, il n'y a que douze lignes alors qu'il y a quatre-vingts colonnes. En revanche, cela impose de recomposer les colonnes à l'intérieur de la mémoire-tampon, mais cette opération est assez simple dans le cas de lecture par cellules photoélectriques : l'image de la carte lue est restituée dans la mémoire grâce aux cellules. Dans le cas d'une lecture par ligne, la notion de cycle ne présente plus d'intérêt.

4.5. Quelques machines à cartes. — Ces machines effectuent des classements, des reproductions d'information, voire du calcul : elles sont donc de véritables machines spécialisées dans le traitement de l'information. Pendant longtemps elles ont été très utilisées en mécanographie classique ; elles le sont de moins en moins aujourd'hui car l'ordinateur les concurrence sérieusement. Dans celui-ci, les supports de l'information sont des dispositifs magnétiques, électriques et électroniques alors que, dans les machines à cartes au contraire, le support exclusif de l'information est la carte perforée ; il est donc évident que la vitesse de traitement ne peut être la même.

4.5.1. La reproductrice. — La reproductrice est une machine qui reproduit des cartes déjà perforées. Deux possibilités sont offertes :

1° en **duplication :** les cartes à reproduire sont mises dans un magasin, tandis que les cartes vierges sont placées dans un autre magasin. Les cartes en provenance de ces deux magasins défilent simultanément (emploi des deux pistes), et la lecture d'une carte à reproduire provoque automatiquement la perforation d'une carte vierge. La reproduction peut être totale ou partielle ; elle peut être réalisée dans les mêmes colonnes ou dans des colonnes différentes selon ce qui est désiré ;

2° en **reproduction :** une seule piste de la machine est utilisée. En tête d'un lot de cartes vierges ou partiellement perforées, il faut mettre une carte appelée *carte maîtresse*. Les perforations de la carte de tête sont automatiquement reproduites sur les cartes qui suivent, et cela jusqu'à la carte maîtresse suivante.

Les reproductrices sont munies d'un dispositif de comparaison. Par lecture des perforations effectuées, elles vérifient l'exactitude de celles-ci avec la carte qui a servi de modèle ; de là, l'appellation qui leur est parfois donnée de reproductrices-comparatrices (fig. III-22).

4.5.2. La trieuse. — Le classement des cartes est réalisé à l'aide de machines appelées trieuses. Il s'effectue à volonté dans l'ordre croissant ou décroissant, mais la séquence croissante est la plus fréquente. Les classements peuvent également porter sur des zones alphabétiques. La méthode consiste à analyser, colonne par colonne, tous les caractères alphanumériques de la zone sur laquelle doit se faire le classement. Treize cases de réception des cartes sont alors prévues : une case pour chaque ligne et une pour le rebut ; toutes les cartes qui ont une perforation en ligne 1 vont dans la case 1, toutes les cartes qui ont une perforation en ligne 2 vont dans la case 2, etc. Dans le cas de classement alphabétique, il faut nécessairement deux passages par colonne puisqu'il faut analyser deux perforations : par exemple, dans un premier temps le tri des cartes peut être effectué à partir des trois perforations du haut : nous formerons ainsi quatre paquets de cartes : un avec des perforations 12, un autre avec des perforations 11, un autre avec des perforations 0, le quatrième étant formé par le reste des cartes. Chaque paquet sera ensuite trié selon les perforations 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.



Fig. III-21

Reproductrice 514 (*I.B.M.*)

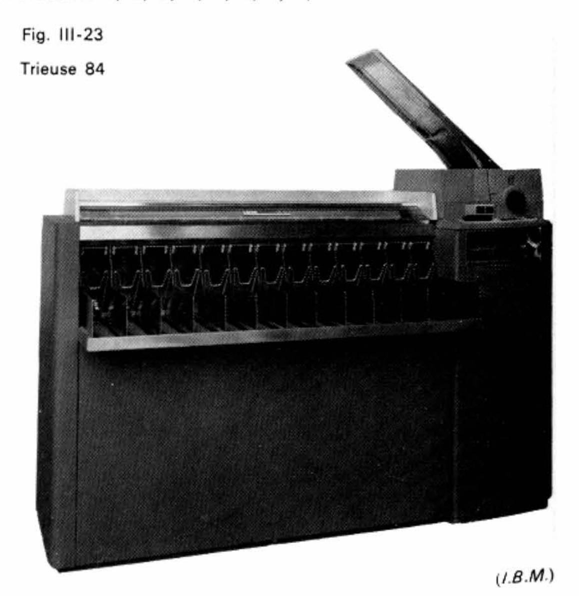


Fig. III-23

Trieuse 84 (*I.B.M.*)

Les trieuses peuvent, sur demande, être équipées de dispositifs spéciaux. Les principaux sont :

— le *dispositif de sélection* qui permet en un seul passage de sélectionner les cartes portant des perforations déterminées dans une zone voulue ;

— le *dispositif d'entraînement* ou de *tri par groupe* qui permet le classement de groupes de cartes ayant toutes les mêmes références ou le classement selon une référence déterminée portée sur une carte placée en tête, dite carte maîtresse (elle ne figure pas sur les autres cartes à trier).

La vitesse théorique maximale de travail des trieuses est d'environ 2 000 cartes à la minute (trieuse 84 I.B.M.).

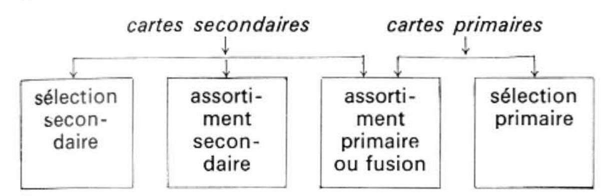
4.5.3. L'interclasseuse. — Cette machine réalise certaines opérations plus rapidement que la trieuse ; toutefois, elle ne peut faire un classement croissant ou décroissant.

Pratiquement, la machine comporte deux magasins d'alimentation : l'un dit *primaire*, l'autre dit *secondaire*. Sur le chemin des cartes primaires, il y a deux brosses de lecture ; sur le chemin des cartes secondaires, il y en a une ou deux selon les marques.

Ces deux chemins de cartes aboutissent à quatre cases de réception dites :

— sélection primaire,
— assortiment primaire ou fusion,
— assortiment secondaire,
— sélection secondaire.

Les cartes peuvent tomber dans l'une de ces cases comme le schéma suivant l'indique :



La machine peut alors comparer les références portées soit par les cartes primaires successives, soit par les cartes primaires et secondaires. Selon que l'une des références est égale, inférieure ou supérieure à l'autre, le cheminement des cartes est différent. Le résultat de cette comparaison peut se présenter sous les formes suivantes :

— la *fusion :* en un seul passage, cette opération permet de rassembler les cartes d'un paquet avec les cartes d'un autre paquet ayant même référence ; cette fusion peut s'accompagner d'une sélection, c'est-à-dire de l'élimination des cartes d'un fichier, qui n'ont pas leur correspondance dans l'autre fichier ;

— l'*assortiment :* il consiste à s'assurer que les cartes d'un fichier ont des cartes qui leur correspondent dans un autre fichier ;

— l'*interclassement :* il permet d'intégrer un fichier selon la séquence d'une référence ;

— l'*éjection des cartes d'un fichier par un autre fichier :* c'est un interclassement, mais lorsque deux cartes ont une même référence, celle du premier fichier est éjectée et est, ou non, remplacée par la carte correspondante du second ;

— la *sélection :* elle permet

a) d'extraire d'un lot de cartes toutes celles qui portent une référence déterminée dans une zone particulière (sélection simple) ;

b) d'extraire d'un lot de cartes toutes celles dont une référence déterminée est :

— soit égale ou inférieure à un nombre donné,
— soit égale ou supérieure à un nombre donné,
— soit comprise entre deux nombres donnés (sélection multiple).

La vitesse de classement d'une interclasseuse est moins importante que celle d'une trieuse ; elle est voisine de 14 000 cartes à l'heure.

Dans l'interclasseuse, tout comme dans la trieuse, une lecture de chaque carte est effectuée au moyen de balais. Lorsqu'une colonne présente une perforation, le balai ferme un circuit électrique dont dépend le fonctionnement d'un électroaimant ; celui-ci commande l'ouverture ou la fermeture de chemins conducteurs que les cartes suivent pour aboutir à des magasins de réception. Le choix des chemins ouverts et fermés est réalisé automatiquement par la machine selon l'information stockée sur la carte.

4.5.4. La tabulatrice. — C'est une machine à cartes perforées qui exploite les cartes préparées par les autres machines ; alors que ces dernières ne pouvaient faire que des traitements très simples, une tabulatrice permet de réaliser rapidement des traitements élaborés.

Avec une tabulatrice, il est en effet possible :

— d'imprimer en clair des indications portées par toutes les cartes ou par certaines d'entre elles ;

— de faire des additions algébriques ;

— de contrôler des indications successives par comparaison des références de cartes ;

— d'analyser certaines indications puis de faire la résolution d'alternatives successives ; par exemple, s'il y a deux traitements possibles, le choix du traitement est fait en fonction d'une réponse à une question binaire (V. chap. 4).

Une tabulatrice comprend trois parties principales :

— la *tête d'alimentation,* utilisée pour la lecture des cartes ;

— l'*appareil d'impression*, qui est constitué soit par des roues, soit par des barres en nombre variable (90 à 100) ; suivant le cas, il est totalement numérique, totalement alphanumérique ou partiellement alphanumérique ;

— l'*appareil de totalisation* qui comprend un certain nombre de roues de compteurs, le plus souvent additives et soustractives. Les tabulatrices dites *à cycles indépendants*, de beaucoup les plus nombreuses, permettent de faire non seulement les additions verticales (totalisations algébriques de zones de cartes successives), mais encore les totalisations algébriques des différentes zones d'une même carte (addition horizontale). Certaines tabulatrices comportent un dispositif permettant de faire les multiplications.

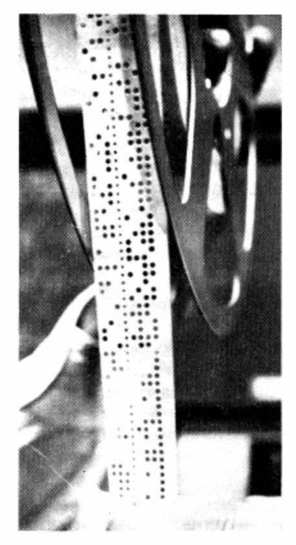
Les tabulatrices peuvent fonctionner à volonté en *liste* ou en *tabulation*. Dans le premier cas, elles totalisent et impriment le détail de chaque carte ainsi que le total final ; dans le deuxième cas, elles totalisent le détail de chaque carte mais n'impriment que le total.

Ces différents appareils, appelés machines à cartes, font que la carte perforée est un support d'information assez particulier en informatique : comme tous les autres supports que nous allons étudier maintenant, elle permet le stockage de l'information (c'est donc une mémoire externe) et l'introduction des informations dans un ensemble électronique. Elle a une particularité supplémentaire : elle peut être utilisée directement pour réaliser certains traitements, sans qu'il y ait reproduction de l'information sur un autre support (par ex. : sous la forme d'un état magnétique). Ainsi, ce sont les cartes qui sont triées en même temps que l'information qu'elles supportent. Au contraire, la bande perforée (qui utilise pourtant le même principe de représentation de l'information que les cartes) et les supports magnétiques ne peuvent jamais donner lieu à un traitement direct de l'information qu'ils recèlent.

4.6. La bande perforée. — C'est une bande de papier ou de *mylar* dont la largeur dépend de l'équipement ; sa longueur peut atteindre 300 mètres environ ; l'information, le plus souvent, y est représentée par des perforations rondes.

Différentes sortes de bandes sont utilisées ; elles diffèrent essentiellement par leur nombre de **canaux,** c'est-à-dire par le nombre de pistes qui peuvent être perforées : bandes à 5, 6, 7 ou 8 pistes. Ce nombre ne tient pas compte de la piste complètement perforée (les perforations sont souvent plus petites), située généralement près du centre de la bande, utilisée pour l'entraînement régulier de celle-ci.

Pour écrire un caractère alphanumérique sur une bande, il suffit de perforer un certain nombre de canaux selon un code déterminé. Les bandes de 5 canaux sont évidemment les moins performantes. Elles sont utilisables pour représenter des chiffres puisque la valeur informationnelle d'un chiffre est 4 bits (ainsi, le code 8-4-2-1 permet de représenter un chiffre avec 4 canaux) et pour représenter les lettres (avec 5 bits, il est possible d'obtenir 32 signes différents). Cependant, dans ce cas, pour ne pas confondre lettres et chiffres, il faut indiquer au moyen d'un repère



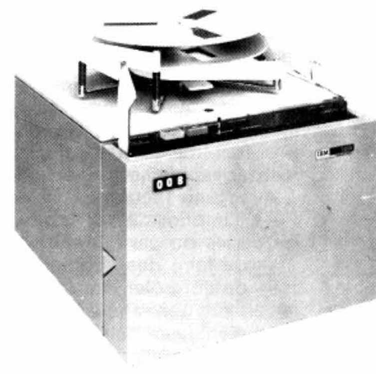




Fig. III-25

Perforateur de bande
(*I.B.M.*)

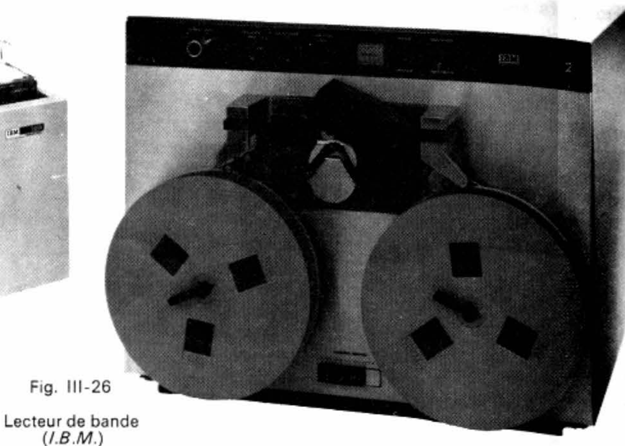


Fig. III-26

Lecteur de bande
(*I.B.M.*)

Fig. III-24 — Bande perforée
(*I.B.M.*)

spécial lorsqu'un caractère représente une lettre (chaque lettre ou chaque chiffre doit être précédé d'un caractère particulier).

Il est évident que l'utilisation d'une bande à 6 pistes (ou plus) est beaucoup plus souple; nous pouvons ainsi représenter des caractères alphanumériques (lettres ou chiffres au choix) selon le code D.C.B., par exemple (V. chap. 1). Les bandes de 7 canaux permettent également d'utiliser le code D.C.B., le septième canal pouvant servir au contrôle (emplacement du bit de parité). Dans les bandes à 8 canaux, le huitième canal peut être utilisé pour transmettre des ordres de fonctionnement à la machine.

Le ruban perforé est plus économique que la carte perforée qui coûte relativement cher et son caractère continu permet d'enregistrer facilement des informations séquentielles; il présente cependant des inconvénients majeurs: souplesse très limitée pour les manipulations à l'extérieur de la machine, emploi moins sûr que les cartes (malgré les efforts des constructeurs), car le problème de contrôle des perforations et de la vérification de la frappe n'a été que partiellement résolu. Par ailleurs, une autre difficulté limite l'emploi des systèmes à ruban perforé: si une erreur de perforation se produit avec une carte, il est facile d'éliminer celle-ci et de la remplacer; cela est impossible à faire avec une bande et il faut théoriquement recommencer entièrement le ruban. Il est cependant possible de disposer d'un code erreur qui annule le caractère qui le précède et le remplace par le caractère qui le suit; encore faut-il remarquer immédiatement l'erreur.

Les lecteurs et perforatrices de bandes jouent le même rôle que les lecteurs et perforatrices de cartes. Le lecteur de bandes fonctionne suivant le principe exposé au paragraphe 4.2. Pour atteindre des vitesses de lecture plus grandes (jusqu'à 1 000 caractères à la seconde), certains lecteurs comportent des cellules photoélectriques, une cellule par canal. En général, les lecteurs sont équipés de telle sorte qu'un léger réglage suffit pour passer de la lecture d'un code à un autre code; certains constructeurs utilisent également des procédés électrostatiques (variation de la capacité d'un condensateur) déjà mentionnés lors de la présentation des lecteurs de cartes.

Le fonctionnement de la perforatrice de bandes est analogue à celui de la perforatrice de cartes; relié à un ensemble électronique, il sert d'organe de sortie et la bande est perforée à une vitesse d'environ 100 signes à la seconde. Les lecteurs de bandes et perforatrices sont reliés à un ensemble électronique par l'intermédiaire de mémoires tampons (comme les lecteurs de cartes).

5. ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

5.1. Principe de l'enregistrement magnétique. —

L'enregistrement magnétique est réalisé dans une couche d'oxyde magnétique déposée sur un support (en matière plastique généralement). L'enregistrement d'un bit revient à aimanter une zone de très petites dimensions. Le support défile à grande vitesse devant une *tête magnétique* constituée par un électroaimant d'entrefer très petit et muni de deux enroulements appelés *bobine d'écriture* et *bobine de lecture* (fig. III-27). Ce dispositif est analogue à une tête d'enregistrement de magnétophone (V. t. 2, Électroacoustique). Le passage d'un courant dans la bobine d'écriture engendre un flux et la zone de la surface magnétique se trouvant devant l'entrefer s'aimante. Inversement, le passage d'une zone aimantée devant la tête magnétique se traduit par une variation de flux dans le circuit magnétique et un courant est induit dans la bobine de lecture.

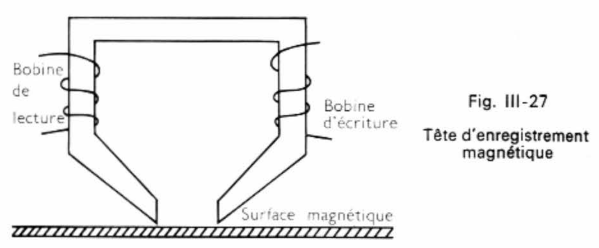


Fig. III-27

Tête d'enregistrement magnétique

Voici les deux principales réalisations:

a) *modulation d'amplitude :* le bit 0 est représenté par l'absence d'impulsion, et le bit 1 par une impulsion de sens déterminé;

b) *modulation de phase :* tout bit est représenté par deux impulsions: l'une positive et l'autre négative; la succession impulsion négative - impulsion positive représente le bit 0, le passage impulsion positive - impulsion négative correspond au bit 1.

La lecture d'un enregistrement magnétique ne détruit pas l'information (celle-ci n'a pas à être régénérée après la lecture) et elle peut être répétée sans inconvénient.

5.2. Les bandes magnétiques

5.2.1. Présentation. — Les bandes magnétiques utilisées en informatique sont peu différentes de celles employées pour les enregistrements sonores; leur fabrication et leur présentation sont semblables: ce sont des rubans de matière plastique (souvent du mylar) recouverts sur une face d'une substance contenant des oxydes magnétiques. Cependant, pour les besoins de l'informatique, les bandes magnétiques sont plus larges: 25,4 mm ou 12,7 mm (un pouce ou un demi-pouce); leur longueur est le plus souvent d'environ 750 mètres. Par ailleurs, si les défauts techniques d'une bande n'affectent que très peu un enregistrement sonore, ils ont des conséquences beaucoup plus graves pour le traitement de l'information sur ordinateur: ils peuvent se traduire par l'introduction de « bits parasites » à la lecture ou inversement empêcher l'enregistrement d'un bit. Cela explique les contrôles techniques très sérieux subis par les bandes durant leur fabrication. Pour les mêmes raisons, les bandes magnétiques doivent être conservées à l'abri des poussières: une

toute petite particule de quelques centièmes de millimètre peut provoquer des erreurs de lecture ou d'enregistrement. C'est ce qui explique l'attention particulière avec laquelle les bandes sont stockées dans des boîtes étanches; elles ne sont sorties de ces boîtes que pour être placées sur un dérouleur. De plus, la salle des machines, où se trouvent l'ordinateur et les périphériques (dont les dérouleurs de bandes) est climatisée et alimentée en air dépoussiéré.

La bande magnétique est un support très utilisé par les informaticiens pour enregistrer des informations. C'est une mémoire de grande capacité eu égard à son faible poids et à son faible encombrement; elle peut remplacer des mètres cubes de cartes perforées. Elle rend aussi possible l'échange d'énormes fichiers au moyen d'un simple paquet-poste. C'est également un support économique: tout enregistrement devenu inutile peut être effacé et remplacé par un autre (les cartes ou bandes perforées sont perdues). De plus, les bandes magnétiques présentent beaucoup moins d'inertie mécanique que les bandes perforées: elles peuvent donc être utilisées à une vitesse bien plus grande.

5.2.2. Représentation de l'information. — Sur une bande magnétique, tout comme sur une bande perforée, les bits sont disposés suivant un certain nombre de pistes (7, 9 ou 10). La représentation d'un caractère est faite au moyen d'un groupe de bits disposés perpendiculairement à l'axe de la bande (c'est-à-dire sur des pistes différentes). Cette représentation est faite conformément à un code dont le choix est déterminé en grande partie par le nombre de pistes de la bande. Avec une bande à 7 pistes, c'est le code D.C.B. qui est employé généralement, la septième piste étant réservée aux bits de contrôle. Avec 9 ou 10 pistes, les enregistrements correspondent à l'octet de la mémoire centrale des ordinateurs I.B.M. 360: deux caractères numériques ou un caractère alphanumérique peuvent être représentés sur huit pistes; la neuvième et la dixième pistes servent pour disposer les bits de contrôle.

Il faut distinguer deux types de groupes d'enregistrements: l'**enregistrement logique** et l'**enregistrement physique;** leurs limites ne sont pas forcément communes. En étudiant l'information, nous avons déjà présenté différents types d'enregistrement logique: le mot, l'article, le fichier (V. chap. 1). Avec un fichier de cartes perforées, un groupement logique correspond à un groupement physique: par exemple, nous avons une carte par mot et une carte blanche entre deux articles, ou une carte par article et un espacement entre deux mots. Les différents enregistrements logiques sont donc physiquement séparés. Au contraire, sur une bande magnétique, plusieurs enregistrements logiques sont souvent groupés en un enregistrement physique pour réduire le nombre d'entre-enregistrements (qui diminuent beaucoup la capacité de la bande comme nous allons le voir). Ainsi, l'information sur une bande magnétique est divisée en **blocs;** chacun d'eux représente une unité de lecture ou d'écriture; deux blocs sont séparés par un **interbloc** (fig. III-28).

Interbloc

	Bloc		Bloc	

Fig. III-28

L'enregistrement et la lecture nécessitent un passage de la bande à grande vitesse devant la tête de lecture ou d'écriture; ce n'est qu'au moment où cette vitesse est atteinte que les opérations de lecture et d'écriture peuvent se faire. Entre le moment où la bande commence à être entraînée et celui où elle atteint cette vitesse *v*, s'écoule un laps de temps pendant lequel la bande est soumise à une accélération très forte, mais elle passe devant la tête magnétique animée d'une vitesse inférieure à *v*; il en est de même au moment de l'arrêt: la bande est soumise à une forte décélération et, durant cette période, sa vitesse est inférieure à *v*. Durant ces périodes d'accélération ou de freinage, la vitesse de défilement de la bande étant inférieure à *v*, il ne peut y avoir ni lecture, ni écriture; la partie de la bande qui passe devant la tête pendant ces instants ne peut pas servir de zone d'enregistrement: c'est l'interbloc (pour une moitié, il correspond à une décélération et pour une autre moitié, à une accélération). Au contraire, le bloc est la partie de la bande qui passe devant la tête de lecture à la vitesse *v*. Il est évident que seuls les blocs servent de support à l'enregistrement d'informations. La longueur de l'interbloc varie selon le dérouleur de bandes: plus sa puissance est grande, plus la bande atteint rapidement la vitesse désirée et moins l'interbloc est long: néanmoins, il reste compris entre 1 et 2 cm et cela diminue considérablement la capacité de la bande.

La lecture et l'écriture d'informations se faisant bloc par bloc, pour réduire le nombre d'interblocs (et donc augmenter la capacité de la bande), il est intéressant de grouper plusieurs enregistrements logiques dans un bloc; cependant ce nombre ne saurait être trop important, car, lors de la mise en mémoire, il faut des zones de mémoire centrale ayant une capacité équivalente à un enregistrement physique.

Plusieurs types d'enregistrements sont possibles:

— des *enregistrements simples de longueur fixe:* un enregistrement physique ne contient qu'un enregistrement logique dont la longueur est fixe et connue (fig. III-29);

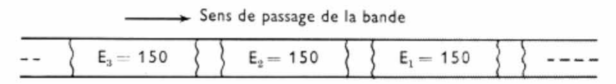


Fig. III-29

— des *enregistrements groupés de longueur fixe:* un enregistrement physique correspond à un nombre constant d'enregistrements logiques dont la longueur est identique et constante (fig. III-30);

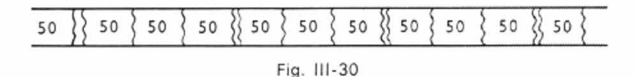


Fig. III-30

— des *enregistrements simples de longueur variable:* un enregistrement logique correspond à un enregistrement physique; la longueur de ces derniers est variable d'un bloc à l'autre. Chaque bloc, dans ce cas, devra comporter deux *compteurs* de 4 signes chacun, qui précéderont les informations enregistrées dans ce bloc; un compteur indique la longueur de l'enregistrement logique augmentée de 4 unités correspondant à sa propre longueur; il est précédé par l'autre compteur qui indique la longueur de l'enregistrement physique qui correspond au nombre figurant sur le deuxième compteur augmenté de 4 dans le cas étudié (fig. III-31);

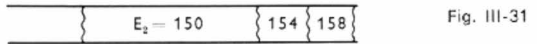


Fig. III-31

— des *enregistrements groupés de longueur variable:* un bloc contient plusieurs enregistrements logiques qui n'ont pas nécessairement la même longueur; dans ce cas également, deux types de compteurs sont nécessaires et ils ont ici aussi une longueur égale à 4 signes. Le compteur qui vient en tête du bloc indique le nombre de signes de tout l'enregistrement physique; il totalise donc les nombres qui figurent sur chacun des autres compteurs du bloc et ajoute à ce total 4 qui représente sa propre longueur. Un deuxième type de compteur précède chaque enregistrement logique et indique la longueur de cet enregistrement, lui y compris (fig. III-32).

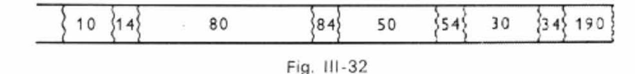


Fig. III-32

Grâce aux compteurs qui (par l'intermédiaire d'un programme) permettent un déroulement satisfaisant de la bande, l'emploi des bandes magnétiques s'est révélé assez souple.

5.2.3. Contrôle de l'enregistrement. — Très souvent, avec le matériel utilisé, un contrôle longitudinal des informations peut être superposé au contrôle transversal.

1° *Contrôle transversal :* une piste est réservée à des **bits de parité :** un bit 1 est enregistré sur cette piste lorsque le nombre de 1 situé à la même hauteur (c'est-à-dire correspondant au même caractère) est impair. Ce bit de parité fait qu'à n'importe quel endroit de la bande, le nombre de 1 disposés transversalement est pair. Il faudrait donc qu'un nombre pair de 1 apparaissent ou disparaissent pour rendre ce contrôle illusoire et cela a peu de chance de se produire.

2° *Contrôle longitudinal :* chaque bloc est terminé par un caractère dit *de parité longitudinale :* pour une piste déterminée, c'est un bit 1 si le nombre de 1 situés sur celle-ci (à l'intérieur du bloc) est impair ; c'est un bit 0 dans le cas contraire. Ainsi, à l'intérieur d'un bloc, sur chaque piste, le nombre de 1 est pair et c'est cette vérification qui est réalisée à l'aide d'un système de contrôle.

5.2.4. Capacité d'une bande. — La capacité réelle d'une bande est évidemment fonction de la structure d'enregistrement, notamment du nombre d'interblocs, c'est-à-dire de la longueur des blocs. Pour les bandes ordinaires, selon les types et selon les lecteurs, la capacité d'enregistrement est comprise entre 80 à 300 caractères par centimètre ; théoriquement, sur une bande de 750 m il est donc possible d'enregistrer un nombre C de caractères égal à :

$$C \mp 300 \times 75\,000 = 22\,500\,000$$

Cette capacité est cependant très théorique ; par exemple, si nous faisons un enregistrement logique par enregistrement physique et si chacun d'eux est formé de 300 caractères, chaque bloc mesure 1 cm alors que chaque interbloc mesure 1,5 cm. Dans ce cas, moins de la moitié de la bande est utilisée (seulement 40 %). Cela permet de comprendre pourquoi il faut étudier attentivement l'organisation des enregistrements pour que la partie de la bande magnétique non utilisée soit réduite au minimum.

Certaines bandes ont une capacité bien supérieure à celle considérée précédemment. La bande I.B.M. 7340 à haute performance a une longueur d'environ 550 m et une largeur de 25,4 cm. Elle comporte dix canaux, ce qui rend possible deux formes d'enregistrement : des enregistrements condensés et d'autres non condensés. L'*enregistrement non condensé* est l'enregistrement normal : les dix bits placés transversalement servent à la représentation d'un caractère alphanumérique et d'un bit de contrôle. L'*enregistrement condensé* permet d'enregistrer deux caractères avec ce même nombre de bits sans qu'il y ait un risque de confusion entre les caractères numériques et les caractères alphanumériques. Les dix bits peuvent donc servir à enregistrer soit deux chiffres (avec un bit de contrôle pour chacun), soit deux lettres (chaque lettre nécessitant cinq bits ; dans ce cas il n'y a plus de contrôle transversal).

La capacité de ces bandes est d'environ 600 cycles par centimètre (1 100 cycles par pouce) : sur une longueur d'un centimètre, il est possible de représenter 600 caractères non condensés ou 1 200 caractères condensés. La capacité totale de la bande est bien supérieure à celle de la bande précédente, bien que la longueur du ruban soit plus faible (33 millions de caractères pour des enregistrements non condensés).

5.2.5. Les dérouleurs de bandes magnétiques. — Reliés à l'ordinateur, ces appareils permettent d'effectuer la lecture et l'écriture des bandes magnétiques. Ils se présentent comme des armoires dont la face avant transparente permet de voir la bande tourner devant la tête de lecture et d'écriture ; un certain nombre de boutons (généralement situés sur la partie supérieure de l'unité) sont utilisés essentiellement pour la mise en place et le déchargement des bandes.

Un dérouleur comprend plusieurs parties :
— une tête de lecture-écriture,
— un dispositif d'entraînement de la bande magnétique,
— un support d'entraînement pour chaque bobine,
— un dispositif d'entraînement pour chaque bobine,
— deux tubes à vide.

La tête de lecture-écriture est un ensemble de têtes magnétiques fixes (une par piste), devant lesquelles la bande magnétique va passer à grande vitesse. Cette tête est en liaison avec une mémoire-tampon qui stocke l'information à écrire ou l'information lue ; cette mémoire fait partie du canal qui assure la liaison entre le dérouleur de bande et la mémoire centrale. La tête de lecture est également en liaison avec l'unité de contrôle de ce canal et donc, par son intermédiaire, avec le programme et l'unité de contrôle de l'unité centrale. Ce n'est en aucun cas l'opérateur qui met en marche le dérouleur de bande, soit pour la lecture, soit pour l'écriture ; le démarrage comme l'arrêt des opérations est exclusivement sous la dépendance du programme. L'opérateur ne fait que placer ou enlever la bande dans le dérouleur. Les poulies d'entraînement de la bande magnétique provoquent accélération et décélération, mais elles n'entraînent pas directement les bobines (des ruptures de ruban magnétique seraient à craindre) ; deux moteurs spéciaux assurent la rotation des deux bobines. Le plus souvent, le fonctionnement de ces deux moteurs est asservi à la pression dans deux tubes à vide dans lesquels passe la bande magnétique (des interrupteurs de pression sont placés dans ces tubes) et leur vitesse dépend de la traction exercée par les poulies d'entraînement.

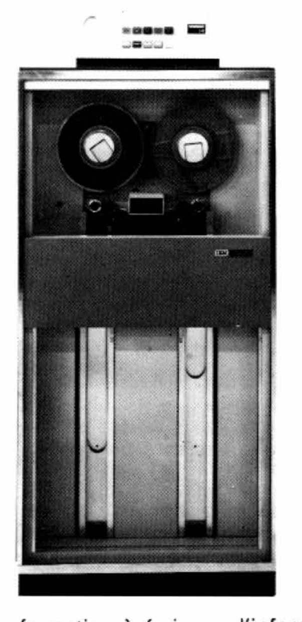


Fig. III-33

Dérouleur de bandes magnétiques (*I.B.M.*)

Une caractéristique essentielle des dérouleurs de bande magnétique est la vitesse v de défilement de la bande devant la tête de lecture et d'enregistrement ; si d désigne la densité d'enregistrement de la bande (capacité de stockage d'information par unité de temps), c'est le produit $d \cdot v$ qui exprime le nombre de caractères qui peuvent être lus ou écrits par seconde, c'est-à-dire le débit de l'unité qui seul intéresse l'utilisateur. Ce débit peut être très important : avec l'ordinateur I.B.M. 7340 modèle 3, c'est-à-dire relié à l'ordinateur I.B.M. 360, il est possible de lire ou d'écrire jusqu'à 170 000 caractères non condensés à la seconde (ou 340 000 caractères condensés à la seconde) ; les dérouleurs de bande magnétique à haute performance UNIVAC UNIVERSON 16 permettent d'atteindre un débit encore supérieur si la forme d'enregistrement condensé n'est pas utilisée : en effet, leur vitesse de transfert atteint 192 000 octets par seconde. Évidemment, ces résultats sont des vitesses théoriques, ne tenant pas compte du mode d'enregistrement physique ; leur ordre de grandeur montre néanmoins que la bande magnétique permet un transfert d'informations beaucoup plus rapide que les supports perforés.

5.2.6. Utilisations des bandes magnétiques. — Les bandes magnétiques ont essentiellement une fonction de mémoires auxiliaires et servent donc pour stocker des informations qui ne sont pas utilisées immédiatement dans l'unité centrale. Les dérouleurs de bandes servent essentiellement d'organe d'entrée et de sortie, c'est-à-dire qu'ils permettent à l'information de circuler entre la mémoire centrale de l'ordinateur et les mémoires auxiliaires que sont les bandes magnétiques.

Combinant une grande vitesse de lecture-écriture et une

grande capacité, les bandes magnétiques seront utilisées principalement comme:

— support de fichiers,
— support de programme,
— support intermédiaire d'information.

1° *Support de fichiers.* — L'utilisation des bandes comme support permanent de fichiers importants s'explique par leur faible encombrement, eu égard à la quantité d'informations qu'elles permettent d'enregistrer. La vitesse d'accès des informations enregistrées sur une bande est suffisamment grande et cette utilisation des bandes est très répandue. De plus, la possibilité de modifier une information en récrivant le bloc physique (comme dans un magnétophone, l'enregistrement est précédé d'un effacement complet de la bande) rend ce support très pratique et très économique pour la mise à jour d'un fichier.

Cependant, la bande magnétique n'est pas un fichier universellement utilisable: en effet, c'est une mémoire à accès séquentiel et donc non adressable. Pour certaines applications, l'utilisation de cette mémoire auxiliaire est exclue comme un exemple va le montrer. Imaginons que nous ayons un fichier de tenue d'un stock de 100 000 pièces enregistré sur bande magnétique, chaque pièce ayant un numéro qui correspond à sa place sur la bande (cas idéal). Supposons qu'après la lecture de l'état de stock de la pièce numéro 3, nous désirions l'état de stock de la pièce numéro 77 325: il faut alors lire plus des trois quarts du fichier avant de trouver l'information cherchée. Par ailleurs, si l'information suivante à traiter concerne la pièce numéro 8, il faut maintenant enrouler le fichier. Nous voyons bien ainsi la lenteur des opérations d'accès: la bande est un support d'informations très intéressant pour un fichier, mais il ne faut pas avoir besoin de l'utiliser en accès direct.

2° *Support de programme.* — L'utilisation des bandes comme support de programme s'explique encore par les avantages de cette mémoire auxiliaire: faible encombrement et grande vitesse de lecture. Les programmes importants qui doivent être utilisés assez fréquemment seront très souvent enregistrés sur bandes plutôt que sur cartes; c'est le cas notamment des programmes traduisant les langages évolués utilisés par le programmeur ou langage utilisable dans l'unité centrale (V. chap. 4).

Comme dans l'application précédente, l'information enregistrée sur bandes sera transférée dans la mémoire centrale au moment de son utilisation. Il est évident que, dans ce cas, le caractère non adressable de la bande ne constitue pas un inconvénient: c'est tout le programme qui doit être enregistré en mémoire centrale, et cela doit se faire en une seule fois et sans modifier l'ordre des instructions. Les bandes servant à stocker les programmes souvent utilisés sont appelées **bandes bibliothèques.**

3° *Supports intermédiaires d'informations.* — Les bandes peuvent servir de supports intermédiaires d'informations soit au cours d'une opération d'entrée-sortie, soit au cours d'une application.

Prenons le cas d'un gros ordinateur qui doit traiter une grande quantité d'informations enregistrées sur cartes ou qui doit commander l'écriture d'une grande quantité d'informations sur cartes (ou au moyen d'une imprimante). La vitesse de lecture ou d'écriture de ces unités annexes est beaucoup plus faible que la vitesse de traitement de l'unité centrale et, malgré l'utilisation des mémoires-tampons et du multitraitement (V. chap. 4), la perte de temps risque d'être considérable. Nous pouvons alors utiliser la bande comme support intermédiaire d'informations: dans le cas de l'écriture, les informations sont d'abord transférées de la mémoire centrale sur des bandes magnétiques puis, à l'aide d'un ordinateur plus petit ou d'un matériel spécial, sur des cartes (ou imprimés); dans le cas de la lecture, le processus sera inverse: une première lecture permet d'enregistrer sur des bandes magnétiques les informations portées par les cartes et, au cours d'une seconde lecture, elles sont transférées des bandes dans la mémoire centrale.

Les bandes sont souvent employées pour ces opérations car leur vitesse de lecture, 50 à 100 fois plus grande que celle des cartes, entraîne une importante économie de temps pour l'unité centrale. Cette utilisation est d'ailleurs d'autant plus économique que la bande est un support effaçable.

La fréquente application de la bande magnétique comme support intermédiaire d'informations résulte aussi de la capacité limitée de la mémoire centrale. Ainsi, lorsque le traitement fait intervenir un grand nombre de données intermédiaires assez indépendantes, une partie de celles-ci peut être enregistrée sur bande magnétique (si la mémoire centrale ne suffit pas).

5.2.7. Utilisations des dérouleurs de bandes magnétiques. — Si les bandes magnétiques ont des applications si diverses, cela tient certes à leur qualité intrinsèque, mais c'est également la conséquence de la souplesse d'utilisation des dérouleurs de bandes. Nous n'insisterons plus sur leur très grande vitesse de lecture et d'enregistrement, nous présenterons seulement les différentes opérations qu'ils permettent de réaliser.

1° *Écriture sur bande.* — Les informations contenues dans la mémoire centrale peuvent être transférées sur une bande magnétique: il suffit de donner à l'ordinateur l'adresse des informations à enregistrer, leur organisation et le numéro de la bande qui doit être utilisée (dans le cas fréquent où plusieurs dérouleurs sont disponibles). Le lecteur de bande est ainsi un organe de sortie.

2° *Lecture sur bande.* — C'est l'opération inverse: des informations enregistrées sur bande magnétique sont transférées dans la mémoire centrale. Là aussi, il faut que le programme indique le numéro de la bande lue et l'adresse à laquelle l'information doit être placée en mémoire. De plus, il faut qu'il y ait correspondance entre la longueur d'un enregistrement physique et une zone de mémoire.

Un dispositif de sécurité spécial permet d'éliminer tout risque d'effacement malencontreux de l'information; un anneau spécial en matière plastique doit se trouver sur la face arrière de la bobine pour effectuer un enregistrement; s'il est enlevé, tout enregistrement et donc tout effacement est impossible. Ce dispositif de sécurité est évidemment très intéressant pour les bandes-bibliothèques.

3° *Espacement arrière.* — C'est une opération qui permet de retourner au début d'un *enregistrement physique* déjà lu. Notons cependant que la lenteur relative de cette opération limite son utilisation. Elle rend cependant de grands services quand les unités de contrôle détectent une erreur sur l'enregistrement qui vient d'être lu ou écrit; grâce à cette opération de retour en arrière, il est possible de modifier les caractères comportant des erreurs.

4° *Bobinage de bande.* — Lorsqu'il faut décharger la bande magnétique ou lorsque plus d'une centaine de mètres sont à rebobiner, la tête de lecture se soulève et le rebobinage d'une partie de la bande magnétique s'effectue à très grande vitesse. Selon l'ordre, la bande magnétique prend la position convenable pour une nouvelle utilisation (tête redescendue et dérouleur prêt à fonctionner) ou la tête reste soulevée et l'opérateur rebobine manuellement les derniers mètres de la bande avant de tirer la bobine débitrice. L'opération de rebobinage de la bande étant entièrement automatique, toute destruction involontaire des informations enregistrées est évitée.

5° *Traitement des erreurs.* — Lorsqu'une erreur a été détectée dans un enregistrement, son analyse, voire sa correction, peuvent être automatiques dans certains cas: cela dépend évidemment des programmes. Avec les dérouleurs de bande modernes, lorsqu'une erreur a été détectée, immédiatement un sous-programme d'analyse et de correction d'erreur est branché.

5.3. Les disques

5.3.1. Principes de fonctionnement et intérêt. — Les enregistrements sonores peuvent être réalisés soit sur bandes magnétiques, soit sur disques; le lecteur ne sera donc pas étonné de constater que le disque sert également de support d'informations en informatique. Cependant, dans ce cas, les principes mis en œuvre sont totalement différents: le disque est un support magnétique dont le fonctionnement est absolument identique à celui d'une bande magnétique. Le disque tourne rapidement devant

une tête magnétique qui permet non seulement de lire un enregistrement, mais aussi d'enregistrer comme avec une bande magnétique (l'écriture d'une information entraîne ici aussi l'effacement de tout enregistrement antérieur).

Les vitesses de rotation des disques utilisés pour les ordinateurs sont très élevées (1 000 à 2 500 tours par minute). La tête de lecture ne touche pas le disque mais est placée à quelques micromètres de celui-ci ; ainsi, le disque ne s'abîme pas durant la rotation très rapide.



Fig. III-34
Une unité de disques (*I.B.M.*)

La capacité d'enregistrement d'informations d'un disque est généralement inférieure à celle d'une bande magnétique, mais il possède une qualité importante : il est à accès direct, on dit aussi à *accès sélectif*. Cela signifie qu'il est inutile de passer en revue toutes les informations situées entre l'endroit où la lecture vient d'être effectuée (ou l'enregistrement) et l'endroit à atteindre ; le bras est immédiatement et automatiquement placé dans la position convenable. C'est cette possibilité de trouver très vite une information quelconque qui fait du disque une mémoire auxiliaire très utilisée.

Le disque est une mémoire dite *à accès aléatoire :* les informaticiens veulent ainsi exprimer que le temps d'accès à une information est alors indépendant de la situation de cette information sur le disque. En fait, la seule mémoire à accès aléatoire est la mémoire à tores magnétiques (V. ci-dessus § 3) : le temps nécessaire pour lire ou écrire une information (le cycle de base) est en effet absolument indépendant de l'adresse de cette information. Pour un disque, cela n'est pas entièrement vrai : en effet, il faut notamment modifier plus ou moins la position du bras pour trouver la piste désirée (équivalent du sillon) d'un disque musical. Cependant, la dispersion des temps d'accès à une information en fonction de son adresse est tellement plus faible que dans le cas d'une bande magnétique, qu'il est tout à fait justifié d'employer le terme d'accès aléatoire (équivalent français de l'expression américaine : *randomising*).

5.3.2. Description. — Un disque est une surface circulaire souvent métallique recouverte de matière magnétique ; son diamètre varie selon les constructeurs, mais est en général voisin de 50 cm.

Chaque face d'un disque sert à enregistrer l'information ; pour repérer la place de celle-ci, chaque face est divisée

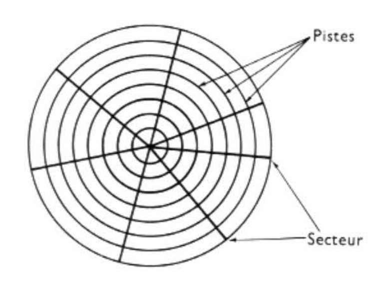


Fig. III-35

en **secteurs** et en **pistes :** les secteurs sont de véritables secteurs angulaires ; les pistes sont l'équivalent des sillons. Une face contient entre 100 et 500 pistes. Sur un disque, l'information est enregistrée selon le mode dit *série :* un caractère alphanumérique est représenté par 6 bits au plus (ce nombre dépend du code) et ils sont toujours placés les uns à la suite des autres ; il en est de même d'ailleurs pour les différents caractères formant un mot. Selon les modèles, une piste contient entre 1 000 et 10 000 caractères (fig. III-35).

La lecture est réalisée au moyen d'une unité dite de lecture-écriture comportant un bras et au moins deux têtes magnétiques.

5.3.3. Diverses unités de disques et temps d'accès. — Nous pouvons distinguer trois types d'unités :

— les unités à un seul bras d'accès (type I.B.M. 1405 modèle usuel),

— les unités à peigne à bras multiples solidaires (type I.B.M. 1301),

— les unités à bras multiples non solidaires (type D.S. 20 de l'ordinateur C.E. 400).

Une mémoire auxiliaire est ainsi formée d'une pile de disques (5 à 50) tournant autour du même axe ; ils sont séparés et laissent entre eux l'espace suffisant à une tête de lecture. Parallèlement à cet axe et à quelques centimètres de la périphérie des disques, se trouve un autre axe qui supporte le ou les bras de lecture.

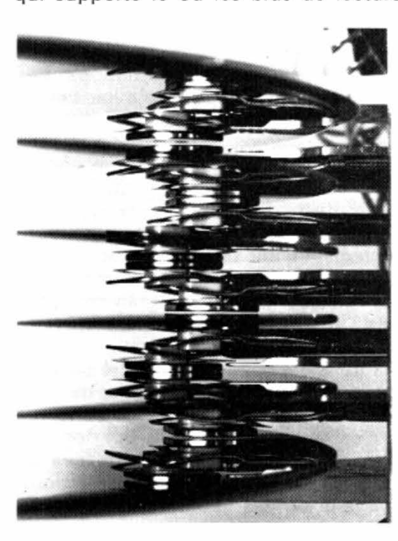


Fig. III-36
Unité de disques magnétiques (têtes de lecture-écriture) (*I.B.M.*)

Quand il n'existe qu'un seul bras de lecture-écriture, le temps d'accès à une information peut être décomposé de la façon suivante :

— *temps de déplacement vertical du bras* pour atteindre le disque où sera enregistrée (ou lue) l'information,

— *temps de déplacement horizontal du bras* pour atteindre la piste où sera enregistrée (ou lue) l'information,

— *temps d'attente pour trouver le secteur puis le mot* où sera enregistrée (ou lue) l'information.

La rotation d'un disque étant rapide (en général de 1 200 tours par minute), le temps d'attente pour trouver une adresse particulière sur un sillon est très faible : au maximum, il faut attendre que le disque fasse un tour, soit 0,05 s (50 ms) ; le temps d'attente moyen est donc de 25 ms. Avec certaines unités, des vitesses de rotation beaucoup plus grandes ont été atteintes (environ 2 500 tr/mn) ; ainsi le temps moyen d'attente est encore plus faible.

Pour diminuer le temps de déplacement du bras, diverses améliorations ont été apportées. La première, et de beaucoup la plus importante, est l'emploi de plusieurs bras de lecture-écriture (peigne à bras multiples solidaires) : il y a un bras dans chaque espace ménagé entre deux disques pour supprimer tout déplacement vertical des bras (fig. III-37). Pour accéder à une information, c'est l'ensemble des bras qui se déplace vers la piste désirée. Chaque bras comporte deux têtes de

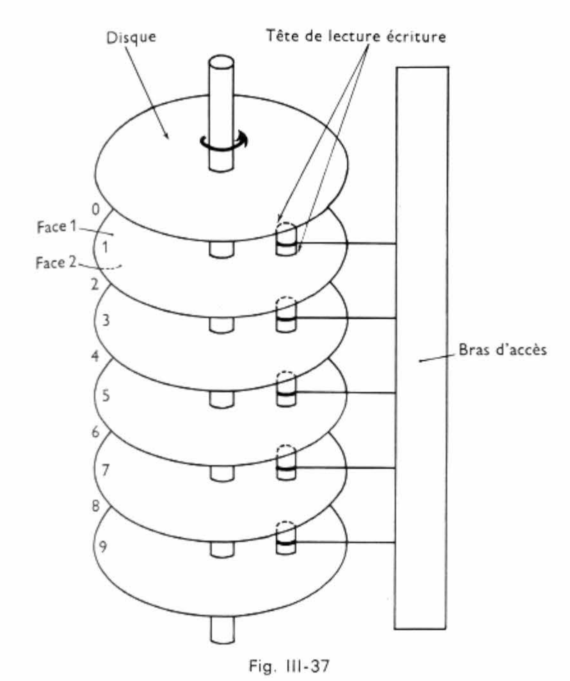


Fig. III-37

Schéma d'un système de lecture-écriture de disque magnétique

lecture : une pour la partie inférieure du disque placé au-dessus de lui et une pour la partie supérieure du disque placé au-dessous de lui. Toutes les pistes situées à la même distance de l'axe central des disques peuvent ainsi être lues en même temps. En fait, l'enregistrement étant en série, un dispositif électronique assure le fonctionnement de la seule tête qui correspond au disque et à la face désirée.

S'il est possible de supprimer le déplacement vertical, il n'est malheureusement pas possible de faire de même pour le déplacement horizontal. Néanmoins, pour le réduire, diverses méthodes peuvent être employées :

— La première concerne l'appareil : il peut comporter un peigne de bras non solidaires. Un bras peut être utilisé pour la recherche d'une information (il se déplace horizontalement) pendant qu'un autre bras sert pour la lecture ou l'enregistrement. Le temps de déplacement horizontal n'est pas supprimé, mais il est réduit sensiblement dans le cas où les opérations successives de lecture et d'écriture des informations se font en des endroits différents.

— La deuxième méthode concerne plus directement l'utilisateur : la solidarité des différents bras est mise à profit. Puisqu'ils se trouvent tous prêts à fonctionner (lire ou écrire) sur des pistes situées les unes au-dessus des autres, les informations qui doivent être utilisées au même moment sont enregistrées sur des pistes occupant des positions analogues. Pour passer d'une piste à une autre, il suffit de faire fonctionner une autre tête de lecture-écriture, ce qui ne nécessite aucun déplacement. C'est le travail en « mode cylindre », c'est-à-dire à la manière d'une mémoire appelée *cylindre* ou *tambour magnétique*. Cette mémoire, effectivement cylindrique, fonctionne exactement selon le même principe qu'un disque ; ce n'est cependant que la surface externe du cylindre qui peut recevoir l'information. C'est une mémoire adressable qui a d'ailleurs servi comme mémoire centrale avant la découverte du tore de ferrite. Aujourd'hui, il sert surtout de mémoire auxiliaire à accès direct, mais sa faible capacité, comparée à celle du disque, fait qu'il est de moins en moins utilisé.

— Une troisième méthode qui concerne l'appareil n'est pas très répandue : chaque bras porte plusieurs têtes situées tout au long d'un rayon de chaque disque : le déplacement horizontal est évidemment d'autant plus faible (donc d'autant plus rapide) que chaque bras porte un plus grand nombre de têtes.

Ces divers procédés permettent d'atteindre des temps d'accès à l'information inférieurs au dixième de seconde.

Les premiers systèmes de disques étaient fixes : pour un ordinateur déterminé, l'utilisateur disposait donc d'une mémoire auxiliaire à accès direct, mais de capacité limitée. Les disques amovibles ont permis de remédier à cet inconvénient. Dans ce cas, ils sont groupés par paquets appelés communément *diskpack* (de la traduction anglaise de « paquet de disques ») et l'utilisateur peut, à volonté, remplacer un disque par un autre : il a donc une mémoire de capacité pratiquement illimitée.

Un même ordinateur peut évidemment être relié à plusieurs unités de disques : des ordinateurs des séries UNIVAC 9000 et 1 100 comportent une mémoire à accès direct constituée de 2 à 8 unités de disques ; la capacité de chaque unité étant supérieure à 29 millions d'octets, la mémoire ainsi constituée a une capacité de 233 408 000 octets.

La vitesse de lecture et d'écriture peut être déduite de la vitesse de rotation des disques et de la capacité d'un sillon ; la lecture et l'enregistrement des données se font à une vitesse de 10 000 à 50 000 caractères à la seconde mais, comme il faut tenir compte des temps de positionnement du bras, la vitesse réelle est bien inférieure (temps de lecture ou d'écriture : plusieurs millisecondes). Comme pour les autres unités périphériques, si l'unité de disque était reliée directement à l'unité centrale, son utilisation viendrait réduire considérablement la vitesse de traitement de l'information ; on utilise donc ici aussi un canal pour la liaison entre l'unité centrale et l'unité de disque ; il assume les fonctions de contrôle et de mémoire-tampon.

5.4. Les mémoires à feuillets magnétiques. — Ces mémoires sont également appelées **mémoires de masse** par les constructeurs, ce qui peut créer une certaine confusion chez les utilisateurs quant aux propriétés de ces mémoires. Le mot « masse » fait en effet penser à une très grande capacité ; mais l'abréviation M.A.S. (mémoire à accès sélectifs) est aussi fréquemment employée par les informaticiens. Heureusement, les mémoires à feuillets magnétiques sont à la fois des mémoires de très grande capacité (comme les bandes) et des mémoires à accès sélectifs (comme les disques).

5.4.1. Principe de fonctionnement. Capacité. — Avec ces mémoires l'écriture, le stockage et la lecture d'information sont effectués de la même façon qu'avec les bandes magnétiques. En fait, nous pourrions considérer que chaque feuillet est un morceau de bande magnétique ; ces morceaux ne sont cependant pas rattachés bout à bout comme dans le cas d'une bande, mais sont rangés séparément dans une sorte d'armoire cylindrique. Ainsi, pour enregistrer ou pour lire une information, il n'est pas nécessaire de passer en revue toutes les informations situées en amont de l'adresse recherchée ; il suffit de sélectionner le feuillet correspondant (de la même façon que nous chercherions une carte dans un grand fichier),



Fig. III-38

Unité 2321
à cellules amovibles
(*I.B.M.*)

de l'amener devant une tête magnétique et de lire ou d'écrire l'information.

La première mémoire de ce type a été réalisée par N.C.R. *(National Cash Register)* en 1962 : c'était l'**unité de cartes** dite C.R.A.M. (*Card Random Acces Memory*), (en effet, certains appellent ces feuillets cartes magnétiques). Dans ce premier modèle, une unité était composée de 256 feuillets ; pour lire ou écrire une information sur une de ces cartes, il fallait la sélectionner parmi les 256 disponibles. Grâce à un dispositif assez rapide, celle-ci était sortie du paquet et enroulée autour d'un cylindre tournant en permanence devant plusieurs têtes magnétiques fixes.

D'autres constructeurs ont utilisé le principe de cette unité de mémoire auxiliaire et ont mis au point des mémoires de capacité très importante et de temps d'accès à l'information assez faible. Ainsi, la mémoire de masse

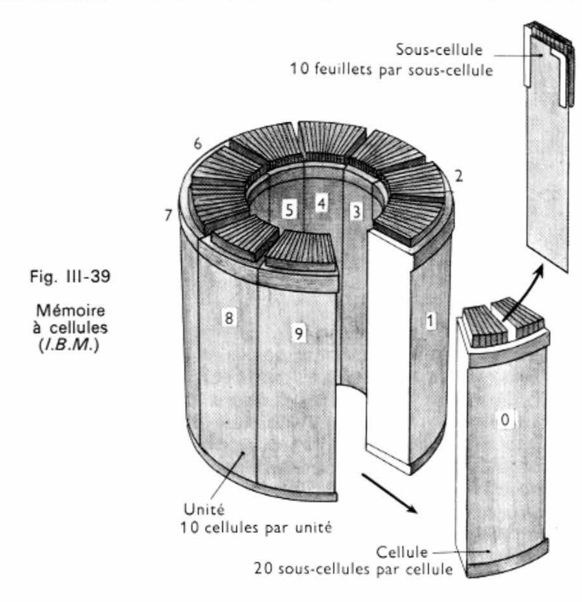


Fig. III-39
Mémoire à cellules (*I.B.M.*)

I.B.M., pouvant être reliée à l'ordinateur 360, a une capacité de 400 millions d'octets environ. L'armoire qui contient tous les feuillets est divisée en 10 cellules. Chaque cellule est divisée en 20 sous-cellules formées de dix feuillets magnétiques chacune (fig. III-39). Chaque feuillet comporte 100 pistes d'enregistrement de 2 000 octets chacune ; leur capacité est donc de 200 000 octets. Pour donner une idée plus complète de la capacité maximale de ces périphériques, ajoutons qu'il est possible de relier à un ordinateur I.B.M. 360 jusqu'à huit unités de mémoires à feuillets magnétiques, totalisant ainsi une capacité de plus de trois milliards d'octets (pour que ce chiffre soit plus évocateur, précisons qu'il faudrait environ 400 000 octets pour représenter toute la partie *informatique* de cette encyclopédie) ; c'est donc environ 700 volumes analogues à ce tome qui seraient nécessaires pour contenir l'équivalent de 3 milliards d'octets.

5.4.2. Temps d'accès à l'information. — L'adresse d'une information se décompose en numéro de l'unité de mémoire de masse, numéro de la cellule de cette unité, numéro de la sous-cellule de cette cellule, numéro du feuillet de cette sous-cellule, numéro de la piste de ce feuillet et enfin position sur la piste. Pour lire ou enregistrer les 100 pistes d'un feuillet, l'unité qui vient d'être décrite possède 20 têtes magnétiques de lecture-écriture. Le temps d'accès à une information peut donc être décomposé de la façon suivante :

— recherche de l'unité, de la cellule, de la sous-cellule et du feuillet ;

— extraction du feuillet et enroulement de celui-ci autour du cylindre en rotation ;

— positionnement d'une tête de lecture au-dessus de la piste ; le peigne possédant 20 têtes solidaires et le nombre de pistes d'un feuillet étant 100, ce peigne a cinq positions possibles ;

— temps d'attente pour que la partie de la piste choisie se présente sous la tête (ce temps est égal en moyenne à la durée d'un demi-tour du cylindre).

Grâce à des dispositifs très perfectionnés, l'ensemble de toutes ces opérations demande 0,6 seconde au maximum. Ce temps, très court à l'échelle humaine, est évidemment très long à l'échelle de l'unité centrale ; c'est ce qui explique que, comme pour les autres périphériques, la liaison mémoire de masse-unité centrale n'est pas directe mais se fait par l'intermédiaire d'un canal (ainsi, pour retrouver et lire ou écrire un mot à un endroit précis de l'équivalent de 700 volumes analogues à ce tome, il faut une demi-seconde en moyenne).

6. PÉRIPHÉRIQUES CONVERSATIONNELS

6.1. But. — Sauf les cartes et bandes perforées, les périphériques que nous avons rencontrés ne sont que très mal adaptés aux possibilités de lecture et d'écriture de l'homme. En effet, comment celui-ci pourrait-il lire ou écrire une information sur un feuillet magnétique ? Il lui faut passer par l'ordinateur, c'est-à-dire utiliser un autre périphérique pour communiquer avec l'ensemble électronique.

Les unités que nous avons étudiées assumaient trois fonctions essentielles : la fonction d'entrée de l'information, la fonction de sortie de l'information et la fonction de mémoire auxiliaire. Rappelons que, par fonction d'entrée ou de sortie, nous entendons possibilité d'enregistrer ou de lire des informations en mémoire centrale : il s'agit d'entrée et de sortie par rapport à l'unité centrale de l'ordinateur. En revanche, si nous considérons, d'une part, tout l'ensemble électronique et, d'autre part, l'utilisateur, ces unités ne sont pas utilisables directement pour le passage de l'information entre ces deux groupes ; elles jouent le rôle de mémoire au sein de l'ensemble électronique.

Au contraire, nous allons étudier maintenant des unités qui, comme les cartes perforées, assurent ce passage de l'information entre l'ensemble électronique et les utilisateurs ; ces périphériques sont :

— des organes d'entrée qui permettent à l'homme de donner des informations à la machine et donc de lui « parler » ;

— des organes de sortie qui permettent à l'homme de recevoir des informations de la machine et donc de « l'écouter » ;

— des organes d'entrée-sortie utilisables pour « parler » à l'ensemble électronique et pour « l'écouter ».

Grâce à ces machines, un véritable dialogue homme-machine peut s'instaurer. À la différence des machines à cartes ou bandes perforées, ces périphériques ne nécessitent pas l'emploi d'un code très élaboré. Ils sont étudiés de telle sorte que l'homme puisse dialoguer le plus facilement possible : écriture d'un mot, observation d'un tableau lumineux. Ce dialogue homme-machine est rendu possible grâce à l'utilisation des langages dits *évolués* (V. chap. 4) et en mettant en œuvre un matériel perfectionné parmi lequel nous pouvons distinguer :

— deux unités permettant uniquement l'entrée d'information : le **lecteur magnétique** et le **lecteur optique,**

— trois unités utilisables exclusivement pour la sortie d'informations : l'**imprimante,** le **traceur de courbes** et l'**unité vocale,**

— deux unités permettant un véritable dialogue homme-machine : le **télétype** et l'**écran cathodique.**

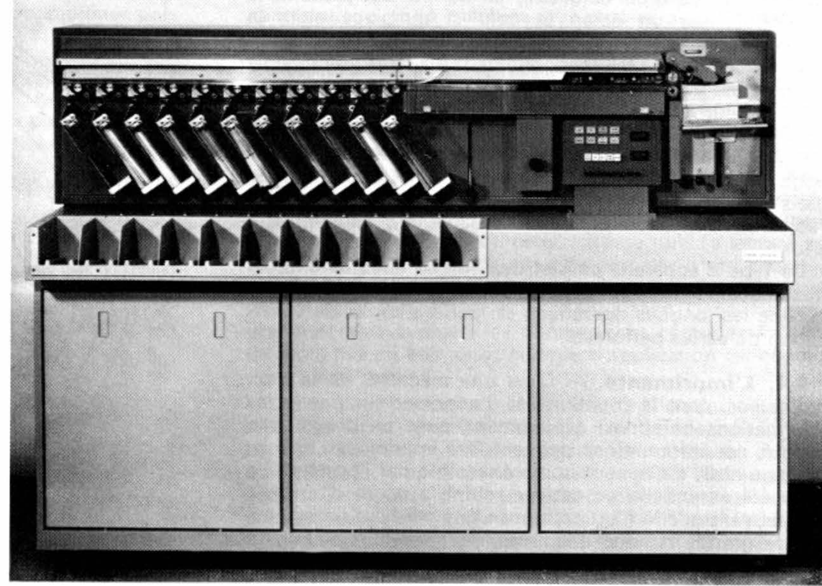
6.2. Le lecteur magnétique. — Pour que les caractères magnétiques que « lit » la machine soient également lisibles par l'homme, il suffit de les imprimer avec de l'encre magnétique selon un code tel que :

— l'ensemble des signes représentant un caractère lui donne un aspect habituel ;

— l'ensemble des signes représentant un caractère soit spécifique.

C'est un code de ce genre qui a été mis au point par les constructeurs (fig. III-40) : les caractères ont le même contour que ceux de l'alphabet, mais ils sont composés de *plusieurs traits parallèles* qui en permettent la reconnaissance par une tête de lecture magnétique. Ils sont

Fig. III-40 — Alphabet en code CMC 7 (*B.G.E.*)



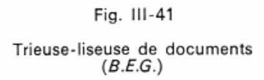


Fig. III-41

Trieuse-liseuse de documents (*B.E.G.*)

formés de plusieurs bâtonnets verticaux qui délimitent des intervalles de largeur déterminée servant au codage Par exemple, avec sept bâtonnets, on peut former six intervalles, deux d'entre eux sont plus larges que les quatre autres, et chaque caractère est défini grâce aux positions qu'occupent ces deux intervalles. Dans ce cas, un bit 1 est figuré par un grand intervalle et un bit 0 par un petit.

C'est sur ce principe que sont réalisées de nombreuses trieuses de chèques : le nom du client et son numéro de compte sont inscrits en lettres magnétiques et le tri s'effectue à la cadence d'environ 600 documents par minute. Comme avec les trieuses classiques, le nombre de passages est égal au nombre de colonnes à analyser.

6.3. Le lecteur optique. — Dans le cas précédent, il ne s'agissait pas d'une véritable lecture de caractères puisque ces derniers étaient en fait des enregistrements magnétiques dont le code avait été particulièrement bien étudié. Le lecteur optique permet au contraire à un ordinateur de lire des informations écrites avec une encre ordinaire sur un papier ordinaire. Le principe du lecteur optique est simple : chaque caractère alphanumérique situé dans une case, est analysé en combinant un balayage par pinceaux lumineux et une transformation du faisceau réfléchi dans un code d'impulsions électriques utilisables par l'unité centrale. Cette traduction est évidemment réalisée au moyen de cellules photoélectriques (V. t. 1, Électronique, chap. 20).

L'emploi des lecteurs optiques a imposé de surmonter de grandes difficultés : en effet, il faut que les caractères à déchiffrer soient suffisamment distincts les uns des autres pour qu'il puisse y avoir reconnaissance automatique. Le lecteur optique I.B.M. 1287 peut reconnaître les caractères numériques et les cinq lettres C, K, S, T et Z ; ces caractères doivent être très correctement formés dans le cas d'écriture manuscrite, car le lecteur ne peut pas reconnaître les lettres aux boucles non formées ou superflues, les lettres trop grandes, trop petites ou reliées entre elles. Ce ne sont cependant que des contraintes légères car, d'une part, au bout de quelques heures l'employé chargé de remplir les documents devant passer au lecteur optique sait comment s'y prendre et, d'autre part, en cas de non-



Fig. III-42

Lecteur optique 1288 (*I.B.M.*)

reconnaissance d'un caractère, ce dernier est présenté à l'opérateur sur un écran et celui-ci remplace alors la machine pour la lecture. Les vitesses de lecture atteignent 500 caractères à la seconde; le taux des documents illisibles est voisin de 4 % en utilisation normale.

Le lecteur optique de pages 1 288 est d'une utilisation encore plus souple: il permet la lecture de documents dactylographiés ou imprimés sans nécessiter une mise en page précise (lettres et chiffres n'ont pas à être placés dans des cases déterminées). En une heure, 860 pages (soit l'équivalent de 2 750 000 caractères), peuvent être « lus ».

Ce type d'appareils permet des saisies directes d'informations à l'aide d'un support imprimé ou manuscrit; il élimine les longues opérations de perforation et de vérification de cartes perforées.

6.4. L'imprimante. — C'est une machine, reliée à un ordinateur, dont la fonction est d'imprimer sur papier les informations de sortie: évidemment, avec un programme adapté, ces informations peuvent être imprimées dans un langage clair, facilement compréhensible par l'homme. La propriété essentielle de cette machine à écrire d'un type spécial, puisqu'elle n'est actionnée que par l'ordinateur, est sa très grande rapidité d'impression: celle-ci n'a pas lieu caractère par caractère, mais ligne par ligne (une ligne ayant entre 60 et 120 caractères). Plusieurs types d'imprimantes sont employées: les imprimantes à barre, les imprimantes à roues indépendantes, les imprimantes à tambour et les imprimantes à fils.

Les **imprimantes à barres** faisaient déjà partie du matériel mécanographique classique. Le papier qui doit être imprimé est supporté par un cylindre d'axe horizontal; à quelques millimètres du papier, 120 barres verticales sont juxtaposées de manière non rigide. Chacune de ces barres porte les tampons correspondant à tous les signes de l'alphabet utilisé; entre les barres et le papier se trouve un ruban encreur (fig. III-43). L'impression d'une ligne

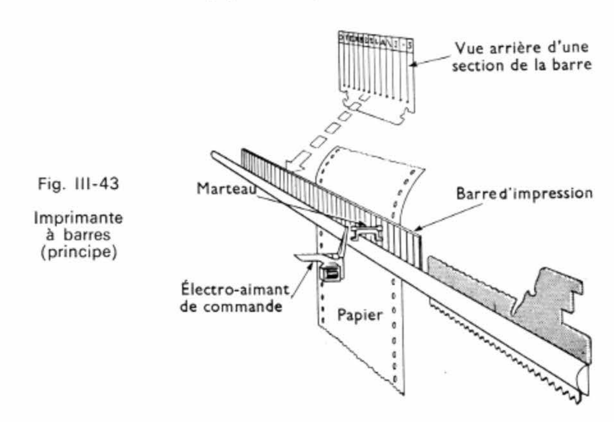


Fig. III-43 Imprimante à barres (principe)

se fait en deux temps: chaque barre monte ou descend de telle sorte que le signe qui doit être imprimé sur une ligne déterminée soit bien positionné en face du ruban encreur; puis l'ensemble des barres est mis en contact avec le ruban encreur et le papier; toute la ligne des caractères positionnés est imprimée. L'imprimante est sous la dépendance d'une mémoire-tampon où l'information à écrire est stockée sous la forme de groupes, chacun d'eux correspondant à une ligne; de plus, un dispositif de contrôle commande la distribution des différents caractères entre les barres. Avec ce système, l'impression se fait vraiment ligne par ligne et la vitesse d'impression est déjà assez grande: 2 à 3 lignes à la seconde.

Les **imprimantes à roues indépendantes** fonctionnent exactement suivant le même principe mais, ici, des roues tournant en permanence remplacent les barres au mouvement discontinu. Chaque roue porte toutes les lettres de l'alphabet (fig. III-44) et tourne au-dessus d'un tambour sur lequel est appuyé le papier; un ruban encreur est placé entre la roue et le tambour. Une roue permet d'imprimer un caractère sur chaque ligne.

Toutes les roues sont animées d'un même mouvement de

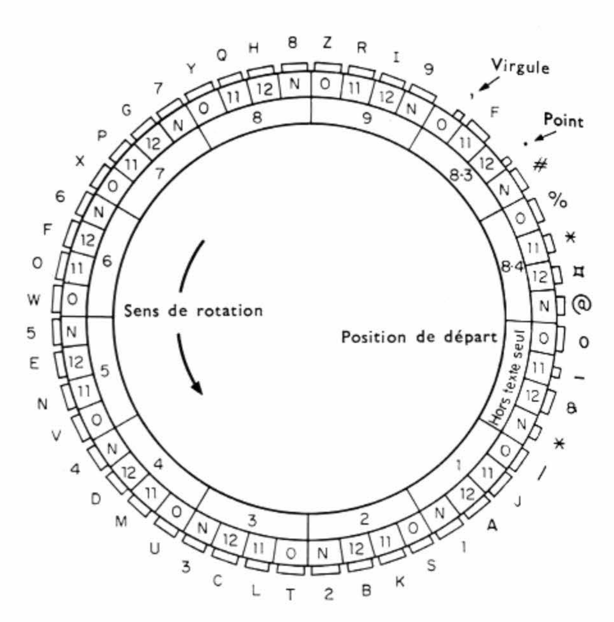


Fig. III-44 — Roue d'impression

rotation uniforme et l'impression d'une ligne dure exactement le temps d'une rotation de ces différentes roues. Pour chaque roue, quand le caractère à imprimer passe devant le ruban encreur, un marteau actionné par un électroaimant provoque l'impression; l'ensemble est commandé par un organe de contrôle unique.

Dans les **imprimantes à tambour,** ce n'est plus le papier qui se trouve sur le tambour mais ce sont les roues; le tambour porte donc autant de pistes qu'il y a de caractères à imprimer dans une ligne (en général 120) et chaque piste contient tous les caractères de l'alphabet utilisé. Le fonctionnement de ces imprimantes est analogue à celui des imprimantes à roues indépendantes.

Avec ces deux dernières sortes d'imprimantes, les vitesses d'impression atteignent 20 à 30 lignes par seconde, chaque ligne pouvant comporter jusqu'à 160 caractères.

Les **imprimantes à fils** d'I.B.M. mettent en œuvre un principe totalement différent: au lieu d'avoir le caractère à imprimer sur une roue ou une barre, devant chaque colonne se trouve une matrice de fils; à la différence des ensembles de tampons (chaîne ou barre), cette matrice est fixe. Chaque caractère de l'alphabet correspond à un


Fig. III-45 — Imprimante 1403 (*I.B.M.*)

groupement convenable des fils de cette matrice (fig. III-46) ; le code employé est facilement compréhensible par l'homme (fig. III-47).

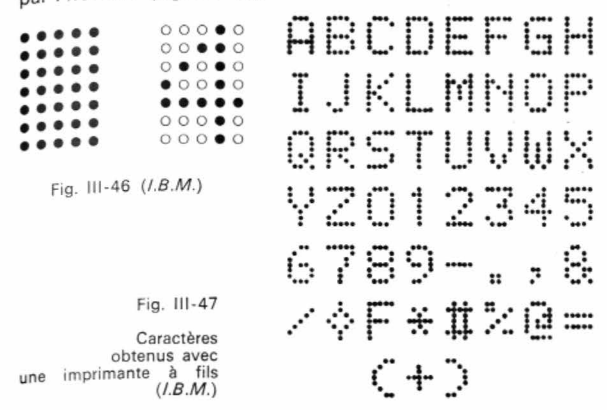


Fig. III-46 (*I.B.M.*)

Fig. III-47
Caractères obtenus avec une imprimante à fils (*I.B.M.*)

Le système d'entraînement du papier utilisé sur les imprimantes est formé de deux rangées de dents situées de part et d'autre du tambour ; elles entrent dans des trous disposés régulièrement sur les feuilles de papier.

Il est possible d'imprimer les mêmes informations en même temps, sur plusieurs feuilles de papier, en intercalant des feuilles de carbone entre les feuilles superposées sur l'imprimante. Certaines machines spéciales débarrassent les imprimés des bords troués et séparent les différents exemplaires imprimés ; des appareils assurent même la découpe des feuilles imprimées et leur reliure.

6.5. Les tables traçantes. — À partir des informations traitées, il est possible d'obtenir des courbes. Chaque point du plan est repéré par deux nombres qui sont ses coordonnées. Pour réaliser ces tracés, il faut un convertisseur digital-analogique, c'est-à-dire une machine conçue pour faire correspondre une tension électrique à tout nombre émis par le calculateur ; cette différence de potentiel commande évidemment le mécanisme assurant le déplacement de la plume ou du papier. Pour certaines

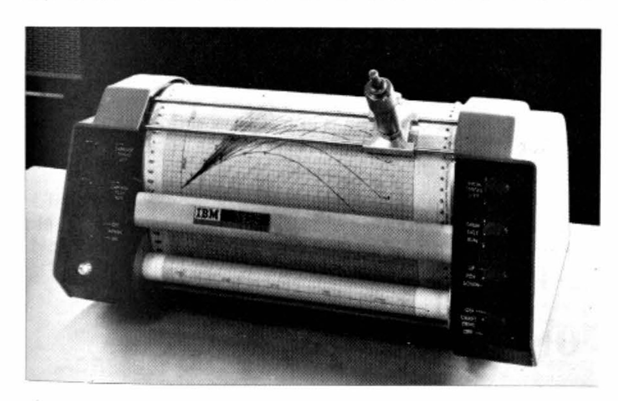


Fig. III-48 — Traceur de courbes 1627 (*I.B.M.*)

tables traçantes moins performantes, quatre directions de déplacement sont seulement possibles pour la plume : ce sont les axes de coordonnées et leurs bissectrices (ce qui fait huit sens possibles). Pour d'autres tables traçantes plus économiques, la plume ne peut se déplacer que dans une seule direction et c'est le mouvement du tambour qui assure le déplacement dans la direction perpendiculaire. En fait, les courbes ne sont jamais des successions parfaites de points, mais sont toujours formées d'une succession de petits segments de droite. L'utilisateur a la possibilité de régler la longueur de ces petits segments, c'est-à-dire d'avoir une courbe avec la précision souhaitée.

Des tables dites électroniques ne comportent pas de plume et le tracé est réalisé sur un écran cathodique au moyen d'un faisceau d'électrons : la courbe est filmée au moyen d'une caméra et ainsi, elle peut être conservée par l'utilisateur.

6.6. L'unité vocale. — C'est une unité de sortie très spectaculaire (une machine qui répond à des questions en parlant), bien qu'elle soit particulièrement simple à réaliser. En effet, la machine ne peut que dire des mots préalablement enregistrés par un homme ou une femme. Ce n'est alors rien de plus qu'un magnétophone perfectionné : la lecture est précédée d'une sélection automatique du morceau de la bande enregistrée. Il est relié parfois à un téléphone. L'information fournie par l'unité centrale n'est alors rien d'autre qu'une adresse (ou plusieurs) de bande magnétique ordinaire et dans l'unité périphérique est effectuée la recherche de cette adresse puis la lecture au magnétophone : la sortie est bien vocale. Il est possible d'enregistrer un certain nombre de phrases types qui seront redites par l'unité vocale sans changement. Dans des programmes plus évolués, les phrases sont obtenues à l'aide de mots mis en mémoire ; ce type d'application est cependant assez rare.

Les enregistrements nécessaires à l'élaboration des réponses sont rarement réalisés sur bande, mais plus souvent dans des mémoires adressables comme les disques magnétiques. L'unité de sortie, avec laquelle l'homme peut écouter la réponse de l'ensemble électronique, est soit un simple haut-parleur, soit très souvent un téléphone. Il est ainsi possible de « poser une question » à un ordinateur en composant un numéro au téléphone selon un code bien précis et, toujours au téléphone, d'écouter la réponse de la machine. Il est bien évident que le nombre des questions et des réponses ne peut être que limité. De plus, aucun dispositif n'a encore permis d'utiliser le son comme support d'entrée pour l'information : en effet, il est particulièrement difficile de faire une reconnaissance automatique de sons articulés et donc de transformer un code vocal en un code électrique.

6.7. Le télétype. — Pour le moment, deux unités seulement sont utilisables pour une véritable communication homme-machine : la machine à écrire et l'écran cathodique ; ces deux unités peuvent d'ailleurs être combinées.

La **machine à écrire** ou **télétype** permet à l'utilisateur d'introduire des informations dans un ensemble électronique, tandis que celles restituées par la machine sont utilisables par tout un chacun. Extérieurement, une telle unité est identique à une machine à écrire ordinaire. L'entrée d'informations se fait par le procédé classique de la frappe : lorsqu'une touche est frappée, il y a émission d'impulsions électriques selon un code précis et l'information est ainsi utilisable dans une mémoire-tampon puis dans la machine. Les télétypes sont en général équipés

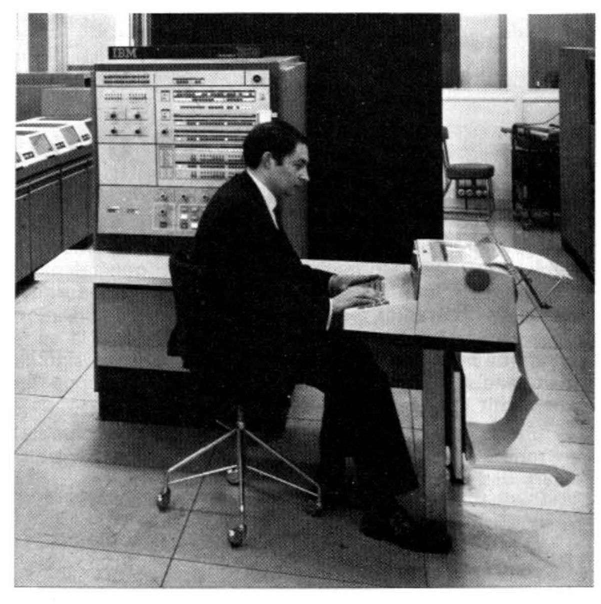


Fig. III-49 — Pupitre de l'ordinateur et télétype (*I.B.M.*)

de telle sorte que l'information frappée apparaisse en même temps en clair sur une feuille de papier, permettant ainsi à l'utilisateur de contrôler ce qu'il a écrit. La mémoire-tampon est ici absolument indispensable, car la vitesse d'entrée des données, bien qu'elle varie selon les utilisateurs, reste toujours très faible.

Le télétype peut également être commandé par l'ordinateur : les informations de sortie stockées dans une mémoire-tampon sont imprimées sur la feuille de papier grâce à des commandes électromagnétiques. À la différence de l'imprimante, le télétype ne permet qu'une impression caractère par caractère, ce qui est moins rapide.

Deux types d'unités peuvent être distingués :

— les *machines à écrire classiques* où chaque caractère est supporté par une barre ; la position du caractère imprimé reste fixe par rapport à la machine et le papier se déplace de droite à gauche ; la vitesse de sortie ne dépasse guère 10 caractères par seconde ;

— les *machines à écrire à boule* mises au point par I.B.M. : le papier est fixe ; l'impression d'une ligne est réalisée au moyen d'une seule boule qui se déplace et qui peut imprimer tous les caractères de l'alphabet. Cette machine présente l'avantage d'une frappe parfois plus belle et toujours plus rapide (environ 15 caractères par seconde).



Fig. III-50

Boule de machine à écrire (*I.B.M.*)

L'utilisation des télétypes se développe très rapidement. Une utilisation particulière doit être signalée. Un télétype constitue souvent le pupitre de l'opérateur. L'opérateur est le technicien chargé d'assurer le fonctionnement de l'ordinateur : il le met en marche, l'arrête et intervient en cas d'arrêt dans l'exécution d'un programme. Pour dialoguer avec l'ordinateur, il dispose le plus souvent d'un pupitre qui n'est que peu différent de l'unité périphérique qui vient d'être décrite.

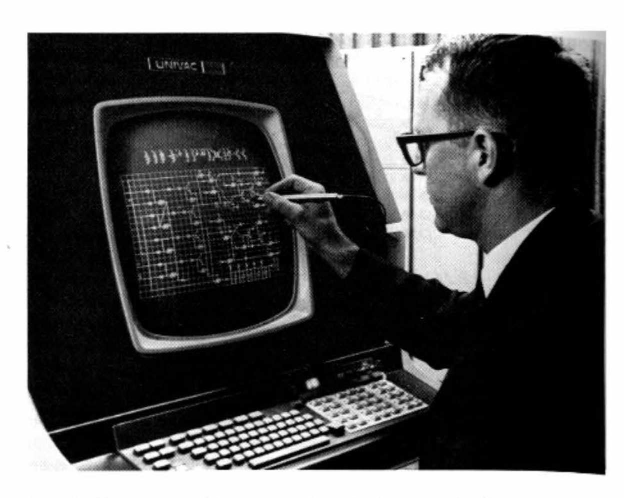


Fig. III-51 — Une unité conversationnelle (écran cathodique) (*UNIVAC*)

6.8. Le tube cathodique. — C'est un appareil analogue à un tube cathodique de téléviseur (V. t. 1, Électronique, chap. 5) et il peut servir à la fois d'organe d'entrée et d'organe de sortie.

L'organe de sortie utilise une des propriétés du tube à rayon cathodique : à toute tension électrique correspond un déplacement du spot lumineux. Grâce à l'emploi d'un code judicieux, l'information de sortie est assimilable par l'homme. Sur l'écran peuvent être dessinés des courbes et également des caractères alphanumériques qui ne sont en fait que des lignes particulières.

L'introduction d'informations est réalisée grâce à un « crayon » qui est en réalité une cellule photoélectrique. L'écran étant sans cesse balayé, tout passage du spot devant le point où se trouve le crayon, c'est-à-dire devant la cellule photoélectrique, entraîne la production d'une impulsion électrique qui est envoyée au calculateur. Ce dernier peut donc enregistrer les coordonnées des points « écrits avec le crayon ». Ainsi, à condition de ne pas déplacer trop rapidement le crayon, il est possible d'enregistrer des courbes dans la mémoire de l'ordinateur et cela avec une assez grande précision.

Le tube cathodique est peu utilisé pour enregistrer des informations alphanumériques. Les unités à tube cathodique sont employées le plus souvent en liaison avec un télétype qui sert d'organe d'entrée : les ordres sont fournis à l'ordinateur au moyen du télétype, la réponse apparaît sur l'écran cathodique.

CHAPITRE IV

COMMENT UTILISER UN ORDINATEUR

Jusqu'à présent, nous avons étudié essentiellement le matériel que les informaticiens appellent généralement « hardware » (mot anglais signifiant « marchandise dure »). Nous allons présenter maintenant les moyens d'utilisation de ces ensembles électriques, moyens désignés à la suite d'un jeu de mots, par l'expression « software » (qui signifie « marchandise molle »). Le software a été développé en recherchant simultanément deux buts :

— utiliser de façon optimale les capacités des ordinateurs,

— rendre aussi rapide que possible l'initiation des utilisateurs des ordinateurs.

1. ANALYSE, ALGORITHME ET ORGANIGRAMMES

Un ordinateur ne peut pas résoudre tout seul un problème, que celui-ci soit simple ou complexe ; il ne peut qu'exécuter quelques instructions très simples comme :

— lire une information enregistrée dans une mémoire,

— enregistrer une information dans une mémoire,

— résoudre des opérations logiques du type ET, OU, NON.

Un travail très important reste donc à faire par l'homme puisqu'il faut décomposer le processus de résolution de tout problème en de telles instructions (c'est l'*analyse du problème*). Celles-ci sont ensuite codées, les informaticiens disent *traduites en langage-machine*.

1.1. Exemples d'analyse

1.1.1. Calcul de $y = \dfrac{b\,[(x+c)^2 - (x^2+8)\,(3+a)]}{2\,d^2 - c^2 x}$

Pour exécuter ce calcul, nous appliquons (consciemment ou non) un certain nombre de règles dont dépend l'ordre

de succession des différentes opérations. Par exemple, nous calculons successivement:

(1) $w = x + c$
(2) $v = w^2$
(3) $u = x^2$
(4) $t = u + 8$
(5) $s = 3 + a$
(6) $r = t \times s$
(7) $q = v - r$
(8) $p = b \times q$
(9) $n = d^2$
(10) $m = 2\,n$
(11) $l = c^2$
(12) $k = l \times x$
(13) $j = m - k$
(14) $y = \dfrac{p}{j}$

Ces opérations, prises une à une, peuvent être réalisées au moyen d'un ensemble électronique. Nous venons de faire l'analyse du problème. Il reste à codifier cet ensemble d'instructions en langage-machine, à préciser les différentes adresses de la mémoire centrale où seront stockés les résultats intermédiaires qui auront à être utilisés par la suite.

Pour l'ordinateur, chaque ligne de cette liste d'opérations peut facilement être interprétée comme un ordre; chacune des trois variables w, x et c ayant une adresse en mémoire centrale, si celle de w est 100, celle de x: 101, celle de c: 102; l'ordre $w = x + c$ signifie: calculer $(x + c)$ et écrire le nombre ainsi trouvé à l'adresse 100. Quand, dans une instruction ultérieure interviendra w, l'unité centrale « saura » que c'est le nombre qui se trouve à l'adresse 100.

Il faut ainsi bien comprendre que le signe = en informatique n'a pas du tout le même sens que le signe = en mathématiques. En mathématiques, il signifie que les membres qui se trouvent de chaque côté du signe égal (=) ont la même valeur; en informatique, cette symétrie est perdue. Ainsi, l'égalité $w = x + c$ n'a pas du tout le même sens que l'égalité $x = c - w$ *car les opérations indiquées s'appliquent à des nombres en mémoire.* En effet, supposons qu'aux adresses 100 (w), 101 (x), 102 (c) se trouvent respectivement les nombres 17, 20 et 48.

	(w)	(x)	(c)
CONTENU	17	20	48
ADRESSE	100	101	102

L'instruction $w = x + c$ entraîne le calcul $x + c = 68$ et le résultat est placé à l'adresse 100 (à la place de 17).

Nous trouverons donc la mémoire dans l'état suivant:

CONTENU	68	20	48
ADRESSE	100	101	102

Au contraire, l'instruction $x = c - w$ aurait entraîné la soustraction $(c - w)$, le résultat aurait été placé à l'adresse de la variable x; la mémoire serait alors dans l'état suivant:

CONTENU	17	31	48
ADRESSE	100	101	102

En conclusion, il faut se rappeler que, dans une instruction, le signe = signifie: *donner à la variable qui se trouve à gauche du signe la valeur du résultat du calcul écrit à la droite de celui-ci.*

1.1.2. Résolution d'une équation du second degré.

La liste des quatorze instructions que nous avons obtenues en décomposant le calcul de y constitue un programme de calcul; il est très simple et il a été obtenu par application systématique des règles de priorité de l'algèbre. Il n'a pas été nécessaire d'effectuer une véritable analyse de problème: la décomposition en éléments simples était évidente. Prenons alors un exemple un peu plus difficile: la résolution d'une équation du second degré. Nous allons calculer les nombres x qui satisfont l'équation suivante:

$$ax^2 + bx + c = 0$$

a, b et c étant des nombres constants.

L'analyse du problème est réalisée par les mathématiciens qui font une décomposition canonique pour trouver une règle générale de résolution (V. t. 1, Mathématiques, chap. 8). L'équation précédente peut être écrite sous les formes suivantes:

$$a\left|x^2 + \frac{b}{a}x + \frac{c}{a}\right| = 0$$

$$a\left[\left(x + \frac{b}{2\,a}\right)^2 + \frac{c}{a} - \frac{b^2}{4\,a^2}\right] = 0$$

$$a\left[\left(x + \frac{b}{2\,a}\right)^2 - \frac{b^2 - 4\,ac}{4\,a^2}\right] = 0$$

$$a\left[\left(x + \frac{b + \sqrt{b^2 - 4\,ac}}{2\,a}\right)\left(x + \frac{b - \sqrt{b^2 - 4\,ac}}{2\,a}\right)\right] = 0$$

Nous avons ainsi transformé le problème initial en un problème équivalent mais qui a la propriété d'être décomposable facilement. L'analyse de ce deuxième problème nous permet alors d'affirmer que, pour résoudre l'équation du deuxième degré, il suffit de suivre le schéma suivant:

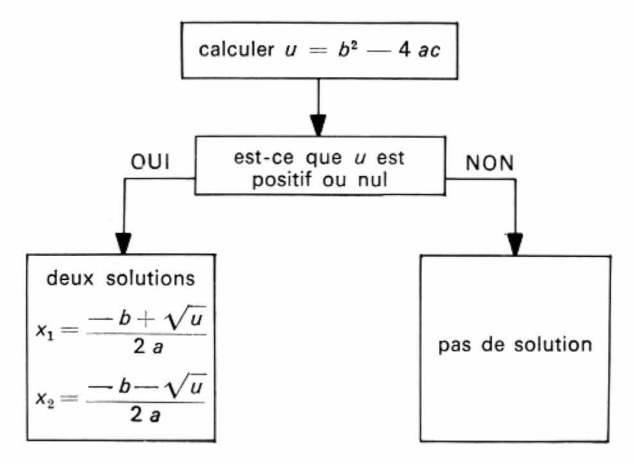
1° calculer $(b^2 - 4\,ac)$;
2° voir si $(b^2 - 4\,ac)$ est négatif;
3° *si oui*, il n'y a pas de solution;
4° *si non*, il y a deux solutions (distinctes ou confondues) qui sont:

$$x' = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4\,ac}}{2\,a}$$

$$x'' = \frac{-b - \sqrt{b^2 - 4\,ac}}{2\,a}.$$

Le travail d'analyse est terminé. Nous pouvons constater qu'il n'a que peu de rapport avec le matériel utilisé et c'est ce qui explique que ce sont les mathématiciens ou les physiciens qui l'effectuent. Ni l'informaticien, ni, bien sûr, la machine n'interviennent dans cette analyse.

Il est intéressant de représenter schématiquement cette décomposition sous la forme suivante:



Dans ce schéma, le signe = a la signification indiquée précédemment; ainsi $u = (b^2 - 4\,ac)$ signifie: donner à u la valeur $(b^2 - 4\,ac)$.

1.1.3. Calcul du plus grand commun diviseur (p.g.c.d.) de deux nombres. — Une première méthode consisterait à utiliser la machine, premièrement pour déter-

miner tous les diviseurs des deux nombres, deuxièmement pour choisir les diviseurs communs, troisièmement pour indiquer quel est le plus grand parmi ces derniers. Cette méthode, qui a l'avantage d'être formalisable de façon très stricte et qui peut être programmée, présente l'inconvénient d'être relativement longue. Celle que nous emploierons (connue sous le nom de méthode d'Euclide) est à la fois formalisable et assez courte.

Appelons A et B les deux nombres dont il faut calculer le plus grand commun diviseur. Introduisons deux nouvelles variables x et y : donnons à x la valeur du plus grand des deux nombres A et B et à y la valeur de celui qui est le plus petit ; cherchons ensuite le nombre entier q quotient de la division $\frac{x}{y}$; soit r le reste de cette division. Si r est nul, y est le p.g.c.d. ; si r n'est pas nul, il faut continuer en donnant à x et à y de nouvelles valeurs : x sera pris égal à l'ancienne valeur de y, tandis que y prendra la valeur r du reste obtenu précédemment.

Il est évident qu'avant de trouver cette méthode de calcul, il a fallu analyser le problème ; nous ne le ferons pas ici, mais nous allons présenter le schéma du mode de résolution qui en résulte (fig. IV-1).

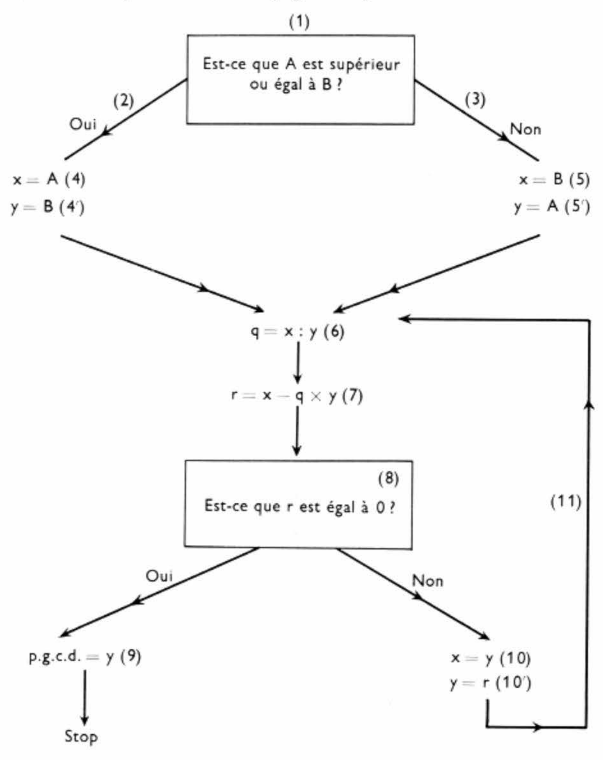


Fig. IV-1 — Algorithme de détermination du p.g.c.d. de deux nombres selon la méthode d'Euclide

Précisons bien la signification de ce schéma qui regroupe toutes les éventualités que l'on peut rencontrer.

Instruction (*1*) : il faut comparer A et B dans la machine ; (cela sera le plus souvent effectué par comparaison de $(A - B)$ et de 0). À la suite de cette instruction, deux cas sont à considérer :

— si la réponse à la question est *oui* $(A \geqslant B)$, il faut suivre le chemin correspondant à la flèche n° 2 (instruction 2) ;

— si la réponse est *non* $(A < B)$, il faut suivre le chemin défini par la flèche n° 3 (instruction 3). Remarquons bien que la question posée n'admet qu'une réponse parmi les deux seules possibles : oui ou non. En aucun cas, une troisième réponse ne peut être envisagée quels que soient A et B. Il en est toujours ainsi dans un programme.

Si A est supérieur ou égal à B (flèche 2), il faut passer aux instructions (4) et (4′) qui expriment les ordres suivants :

Instruction (4) : donner à x la valeur A,
Instruction (4′) : donner à y la valeur B.

Ensuite, c'est l'instruction suivante (6) qui doit être exécutée. Si A est inférieur à B (flèche n° 3), la machine doit exécuter successivement les instructions (5) et (5′) qui sont comparables aux instructions (4) et (4′), puis l'instruction (6).

Instruction (*6*) : donner à q la valeur entière du quotient $\frac{x}{y}$.

Instruction (*7*) : donner à r la valeur $(x - qy)$. Rappelons que si nous divisons x par y et si nous désignons par q et r le quotient et le reste de la division, nous pouvons écrire : $x = qy + r$.

Instruction (*8*) : comme pour l'instruction (1), une seule réponse possible :

— ou une réponse affirmative ; il faut alors passer à l'instruction (9),

— ou une réponse négative ; ce sont les instructions (10) puis (10′) qui doivent être exécutées.

Instruction (*9*) : donner à la variable p.g.c.d. la valeur y et passer à l'instruction suivante qui commande l'arrêt (ordre STOP).

Instruction (*10*) : donner à x la valeur de la variable y.

Instruction (*10′*) : donner à y la valeur de la variable r.

L'ordre de ces instructions est très important ; supposons que l'état de la mémoire puisse être symbolisé de la façon suivante :

$x = 50 \quad y = 32 \quad r = 18$

Appliquons successivement l'instruction (10) et l'instruction (10′) :

instruction (10)	$x = 32$	$y = 32$	$r = 18$
instruction (10′)	$x = 32$	$y = 18$	$r = 18$

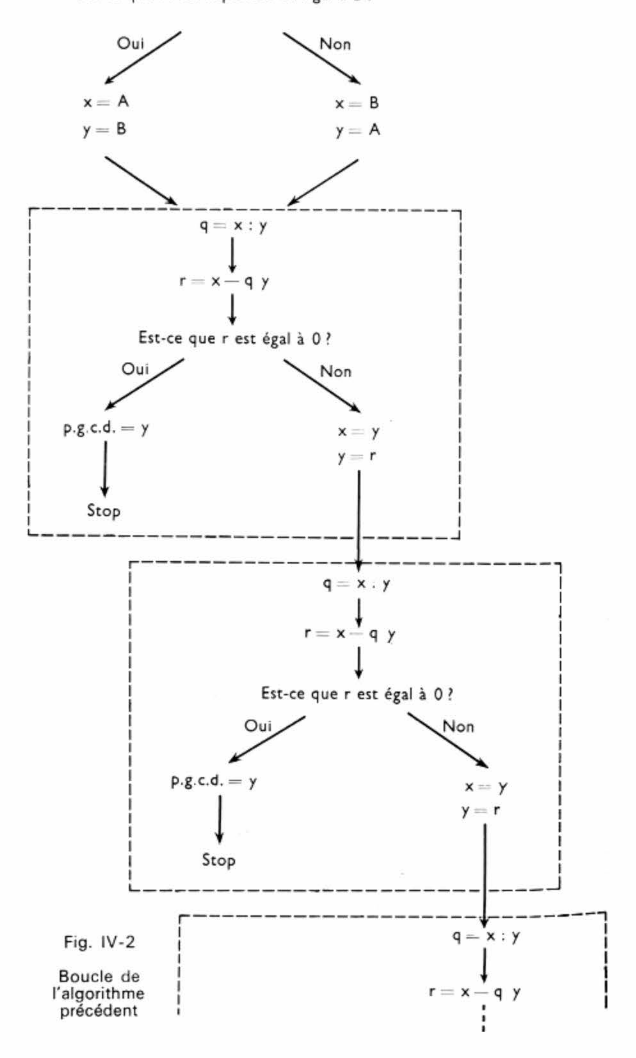


Fig. IV-2

Boucle de l'algorithme précédent

Appliquons au contraire successivement les instructions (10′) et (10):

initialement	$x = 50$	$y = 32$	$r = 18$
instruction (10′)	$x = 50$	$y = 18$	$r = 18$
instruction (10)	$x = 18$	$y = 18$	$r = 18$

Nous constatons ainsi la différence des résultats; il faut avoir bien présent à l'esprit que l'instruction (10′) entraîne implicitement un effacement de l'ancienne valeur de y et celle-ci ne peut donc être utilisée ensuite dans l'instruction (10).

Après avoir successivement réalisé les instructions (10) et (10′), il nous faut revenir à l'instruction (6). À nouveau, il faut faire le calcul de q, mais avec les nouvelles valeurs de x et y; nous continuons ensuite séquentiellement: calcul de r, comparaison de r à 0, etc.

Le retour en arrière, schématisé par la flèche (11), évite d'écrire le schéma détaillé (fig. IV-2). L'ensemble des instructions cerclées en pointillés aurait dû être écrit 8 fois pour le calcul du p.g.c.d. des nombres 2414 et 8190. Par ce moyen, l'écriture est allégée et il est possible d'utiliser de très nombreuses fois un groupe identique d'instructions (V. ci-après 1.2.6).

1.2. Analyse et algorithme. — **L'analyse** d'un problème est une activité de réflexion dont le but est l'écriture d'une méthode de résolution du problème sous forme d'un **algorithme**, c'est-à-dire d'un ensemble de règles permettant de réaliser mécaniquement toute opération particulière correspondant à un certain type d'opération. Il existe donc un algorithme par classe de problème; il permet de résoudre tout problème de cette classe. Ainsi, la résolution d'une équation du deuxième degré se traduit par un algorithme utilisable pour toute équation du second degré. Les mathématiciens se servent souvent de la notion d'algorithme. C'est un concept qui peut être utilisé pour toute activité automatisable: c'est le concept clef de l'informatique et de l'automatisme. Trois exemples non mathématiques vont le montrer.

1.2.1. Premier exemple d'algorithme. — Le texte d'une pancarte indiquant la conduite à tenir en cas d'incendie est la suivante:

1° briser la vitre,
2° prendre la clef,
3° ouvrir la porte verte,
4° sauter.

Chaque instruction est simple, il n'y a pas à réfléchir pour savoir comment nous allons commencer, ou s'il faut vraiment exécuter la deuxième instruction. Il suffit de se comporter en automate et d'exécuter cette séquence d'instructions, cet algorithme.

1.2.2. Deuxième exemple d'algorithme. — Le dessin de la figure IV-3 représente un algorithme utilisable par une personne qui connaît l'ordre alphabétique et qui désire trouver un mot dans un dictionnaire ne comportant qu'un seul volume (un algorithme plus développé permettrait de résoudre le problème avec un dictionnaire à plusieurs volumes).

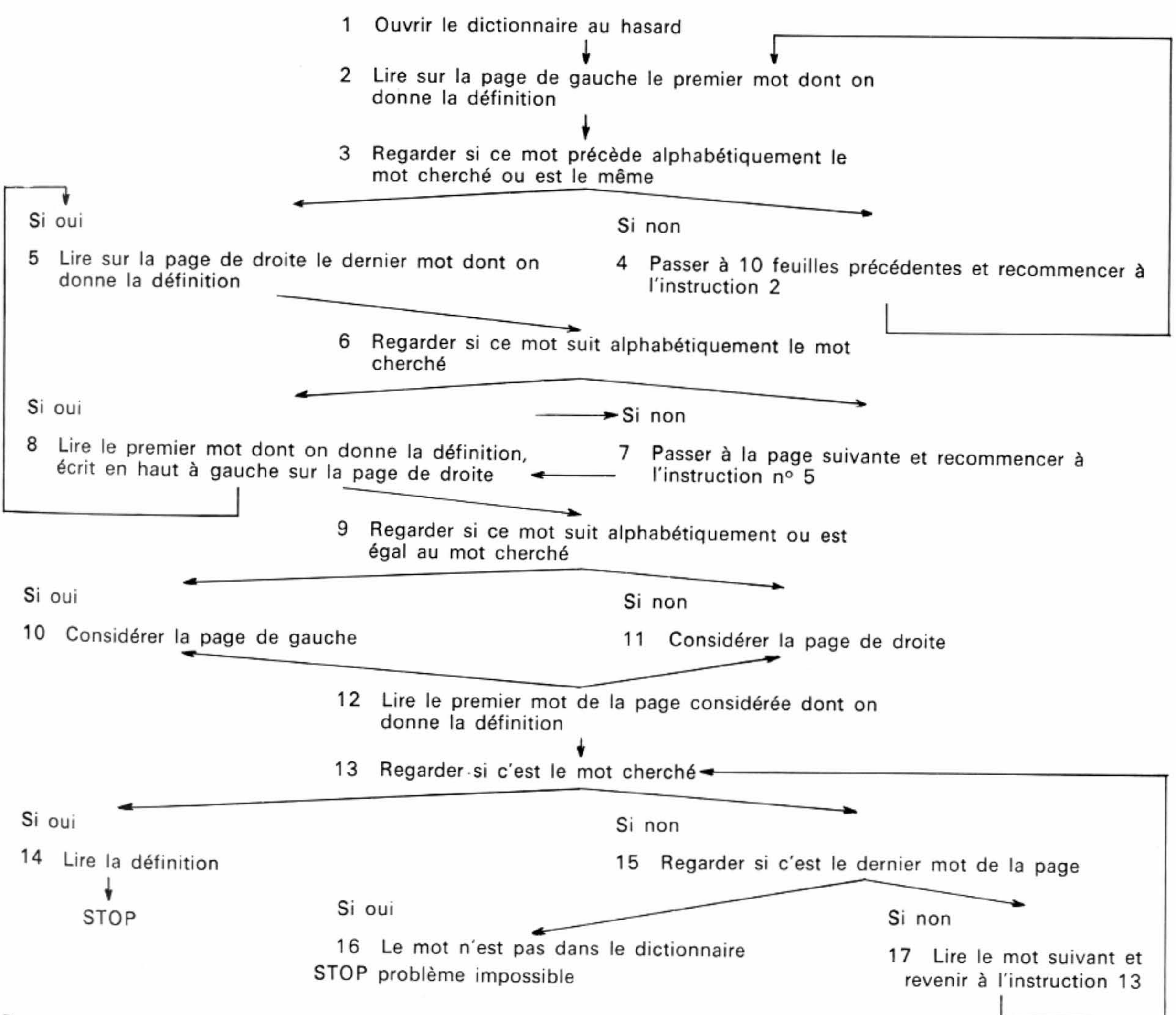


Fig. IV-3 — Algorithme de recherche d'un mot dans un dictionnaire

En expérimentant l'algorithme précédent, nous remarquons très rapidement, d'une part, la lourdeur du procédé, d'autre part, sa ressemblance avec notre mode habituel de recherche. La lourdeur du procédé provient du fait qu'un algorithme doit pouvoir être utilisé par un automate, c'est-à-dire par un être sans intelligence. Lorsqu'une personne recherche un mot dans un dictionnaire, elle ne l'ouvre pas au hasard : si le mot commence par un B, elle l'ouvre à une page du premier cinquième tandis que, si l'initiale du mot est W, elle choisit immédiatement une des dernières pages de l'ouvrage. Une analyse plus approfondie de ce mode de recherche employé habituellement par l'homme nous aurait amenés à formaliser un comportement souvent inconscient et l'algorithme déduit comporterait davantage d'instructions. Il serait plus performant, c'est-à-dire qu'il permettrait de résoudre le problème plus rapidement, car l'utilisateur reviendrait moins souvent aux mêmes instructions.

1.2.3. Troisième exemple d'algorithme. — Nous allons proposer un jeu et donner, sous forme d'algorithme, une règle de conduite qui permet de toujours vaincre son adversaire, à condition de le laisser commencer à jouer.

Imaginons que nous ayons 17 allumettes posées les unes à côté des autres et deux joueurs ; à tour de rôle, les joueurs doivent prendre des allumettes : ils sont obligés d'en prendre au moins une et au maximum ils peuvent en prendre trois. Le joueur qui prend la dernière allumette a perdu. La méthode à suivre peut être représentée par l'algorithme suivant (fig. IV-4) :

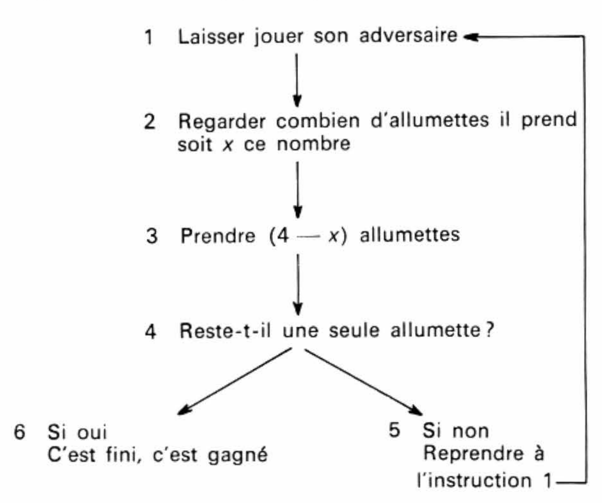


Fig. IV-4 — Algorithme du jeu des allumettes

Un automate, c'est-à-dire, répétons-le, un être sans intelligence, peut gagner s'il applique systématiquement les instructions précédentes. Cependant, il faut absolument qu'il ne joue pas le premier ; avec un adversaire qui ne suit pas ces mêmes instructions, un homme intelligent peut aussi gagner en commençant le premier : c'est là sa supériorité sur l'automate dans ce jeu (grâce à son intelligence, il peut profiter d'une erreur de son adversaire).

1.2.4. Conclusions. — Un algorithme est une succession d'instructions qui déterminent de manière unique la procédure à suivre pour atteindre un but à partir de conditions initiales précises. Il suffit de remplacer les expressions « conditions initiales » et « but » par respectivement « *informations initiales* » et « *informations recherchées* » (en donnant au mot « informations » le sens indiqué au premier chapitre) pour comprendre ce que signifie un algorithme dans le domaine du traitement de l'information.

Un algorithme possède toujours les propriétés suivantes :

— *Il conduit à un comportement entièrement déterminé ;* après la réalisation d'une instruction autre que *stop*, il y a toujours une et une seule instruction à exécuter.

— *Il conduit toujours à un résultat défini.* L'obtention du résultat est suivie de l'instruction *stop*.

— *Un algorithme peut traiter plus qu'un problème particulier à un moment donné ;* il peut s'appliquer à toute une classe de problèmes, à n'importe quel moment.

Un algorithme peut comprendre un si grand nombre d'instructions que le résultat ne peut être atteint qu'après un temps très grand : ce temps détermine la valeur de l'algorithme. En revanche, s'il est impossible d'arriver à un résultat, quel que soit le temps de traitement, la suite d'instructions n'est pas un algorithme ; nous introduisons ainsi la *notion de potentialité de réalisation* pour définir un algorithme. Cependant, faute de moyens, certains algorithmes peuvent être inutilisables. Ainsi, il y a quelques années, certaines études n'étaient pas entreprises, bien que la marche à suivre pour atteindre le résultat fut parfaitement connue : la réalisation de l'algorithme, avec les moyens de l'époque, aurait pris des dizaines d'années (disons, par exemple, qu'il fallait refaire des millions de fois une même suite de calculs demandant plusieurs heures) ; on disposait d'un algorithme (procédure théoriquement réalisable) pratiquement inutilisable.

Après cette étude des algorithmes, nous comprenons pourquoi un ordinateur est le contraire même d'une machine spécialisée : c'est seulement une machine qui permet de réaliser un certain nombre de traitements élémentaires d'information. Ces traitements peuvent être répétés et combinés de nombreuses façons : à partir de ces différentes possibilités, de très nombreux algorithmes peuvent être élaborés.

1.2.5. Classification des instructions d'un algorithme. — L'algorithme est une suite d'instructions qu'il faut suivre séquentiellement, c'est-à-dire l'une après l'autre dans l'ordre indiqué. Cependant, deux types d'instructions permettent de rompre un ordre séquentiel et de lui substituer un autre ordre tout aussi déterminé. Ainsi, nous sommes amenés à distinguer trois types d'instructions dans un algorithme :

— l'instruction d'action,
— l'instruction de saut obligatoire,
— l'instruction de saut conditionnel.

1° **L'instruction d'action.** Cette instruction ordonne d'exécuter une action élémentaire ; en informatique, elle est appelée **traitement élémentaire.** La règle impérative à observer dans ce cas est la suivante : après une instruction d'action, il faut passer à l'instruction qui suit immédiatement : l'ordre « passer à l'instruction suivante » est donc toujours implicite dans ce cas.

2° **L'instruction de saut obligatoire.** Elle est destinée à indiquer quelle est l'instruction suivante. Elle peut se présenter sous la forme suivante : « passer à l'instruction 114 ». Quand la machine, l'automate ou l'homme qui suit l'algorithme rencontre cette instruction, que ce soit après l'instruction 35 ou l'instruction 257, le passage à l'instruction 114 est obligatoire et ce sont les instructions 114 et suivantes qui déterminent alors le fonctionnement de l'ordinateur (le fait que ce soit à la suite de l'instruction 35 ou de l'instruction 257 est secondaire). Nous dirons, dans ce cas, qu'il y a **rupture de séquence.** L'instruction « recommencer à l'instruction 2 » dans le dernier algorithme étudié est une instruction de ce type (fig. IV-4).

3° **L'instruction de saut conditionnel.** C'est en même temps une instruction d'action et une instruction de saut. Comme une instruction d'action, elle précise une action élémentaire à exécuter ; comme une instruction de saut, elle indique explicitement le numéro de l'instruction suivante.

Par rapport aux instructions des deux types précédents, l'originalité de celle-ci tient au fait que l'instruction qui sera exécutée après elle dépend du résultat de l'action élémentaire qu'elle ordonne. Une instruction de saut conditionnel se présente toujours sous la forme suivante : « si telle condition est vérifiée, sauter à l'instruction n° *x* ». La vérification d'une condition impose fréquemment une action élémentaire qui est souvent une *comparaison* en informatique. Exemple : « si *a* est plus grand que *b*, sauter à . . . ». Selon que cette condition est, ou n'est pas, vérifiée, il y aura saut ou, au contraire, traitement en séquence : l'instruction 4 de l'algorithme précédent (fig. IV-4) est une

instruction de saut conditionnel; en effet, elle peut se présenter sous la forme suivante: « s'il reste une seule allumette, sauter à l'instruction 6 (sous-entendu: dans le cas contraire, continuer la séquence par l'instruction 5). Beaucoup de souplesse est ainsi apportée dans l'algorithme. Mais le comportement d'un automate qui suit un algorithme reste parfaitement déterminé en ce sens qu'en partant de la même situation initiale, la situation finale est la même quelles que soient la machine utilisée et la date d'utilisation.

En définitive, les questions posées sont toujours « binaires »: il y a toujours une seule réponse possible à choisir entre deux, que nous pouvons symboliser par *oui* et *non* ou par 1 et 0. C'est aussi le cas de l'alternative qui fait suite à l'expression conditionnelle: « si *x* est vérifiée, sauter à . . . »: il n'y a que changement de présentation. Il en est de même pour une autre sorte de question fréquemment utilisée et qui résulte de l'association d'une instruction de saut conditionnel et d'une instruction de saut obligatoire. Quelle que soit la réponse à la question, il y a rupture de séquence, mais la rupture dépend de la réponse. Donnons un exemple: instruction (10):

OUI — Est-ce que *x* est positif ? — NON

Passer à l'instruction 32 — Passer à l'instruction 40

Cette question est équivalente à la double instruction:
(10) si *x* est positif, sauter à l'instruction 32
(10 bis) passer à l'instruction 40.

1.2.6. Les boucles. — Un ordinateur peut traiter des milliers d'instructions en une seconde; mais il est évident qu'il serait pénible et long d'avoir à écrire toutes ces instructions dans l'algorithme. Cela peut être évité lorsque la même séquence d'algorithme se présente plusieurs fois au cours d'un traitement déterminé: le même groupe d'instructions peut servir autant de fois que cela est nécessaire, une instruction de saut conditionnel renvoyant à la première instruction du groupe. L'ensemble de ces instructions et de l'instruction de rupture de séquence constitue une **boucle.**

Cette instruction de rupture de séquence ne peut être une instruction de saut obligatoire: la boucle serait répétée indéfiniment (et l'ensemble ne pourrait être appelé algorithme, puisqu'il ne fournit aucun résultat). Dans l'algorithme du jeu des allumettes (fig. IV-4), il y a une boucle: les quatre premières instructions sont exécutées jusqu'à ce qu'il ne reste plus d'allumettes; ces quatre instructions forment la boucle. Comme quatre allumettes disparaissent du tapis chaque fois qu'une boucle est décrite et comme au début du jeu, il y a 17 allumettes, après quatre « bouclages », la condition de l'instruction 4 n'est plus vérifiée et il y a passage à l'instruction 6. Ainsi, après un nombre fini de traitements élémentaires, l'instruction *stop* est atteinte.

Les informaticiens utilisent très souvent de nombreuses boucles dans un programme; d'ailleurs, il peut y avoir des boucles les unes à l'intérieur des autres. Mais si l'emboîtement est permis, il n'en est pas de même de l'enchevêtrement. De plus, il faut absolument ménager une possibilité de sortie de la boucle car il n'est pas suffisant que celle-ci se termine par une instruction de saut conditionnel. Un exemple simple illustrera ce danger:

(0) $z = 1$
(1) $x = -0{,}5\ z$ (donner à x la valeur $-0{,}5\ z$)
(2) $y = x^2$ (donner à y la valeur x^2)
(3) $z = -3\ xy$ (donner à z la valeur $-3\ xy$)
(4) si z est positif, passer à (1) (sous-entendu dans le cas contraire, passer à l'instruction suivante (5))
(5) écrire z
(6) stop

Nous constatons facilement que z restera toujours positif et que nous ne pourrons jamais arriver à l'instruction (5) puis à l'instruction *stop*. Un ordinateur très puissant auquel on soumettrait ce programme ne pourrait terminer le traitement.

En pratique, il est possible de terminer une boucle de plusieurs façons: par le programme, par des données ou par le résultat d'un calcul. Par exemple, la condition qui doit être réalisée pour sortir de la boucle résulte uniquement du programme lorsqu'il est mentionné dans l'algorithme: exécuter dix fois cette boucle; c'est le cas notamment pour les boucles d'ordre d'écriture si nous savons à l'avance combien de lignes doivent être écrites.

1.2.7. Les tests. — Pour éviter d'utiliser l'ordinateur sans résultat pendant des heures, ce qui coûte très cher, les programmeurs font de nombreux tests sur leur programme; souvent, un temps de calcul maximal est alloué à chaque programme: par exemple, au bout de 5 minutes, l'exécution du programme est arrêtée. Si le programmeur constate que le problème n'a pu être traité en 5 minutes, il lui reste à vérifier s'il n'y a pas de boucle sans fin dans son programme. S'il n'en trouve pas, un deuxième passage est tenté, et le temps de traitement est alors augmenté.

1.3. Représentations symboliques d'un algorithme.

1.3.1. Représentation algébrique de Lyapunov. — Grâce à l'emploi de quelques symboles spécifiques, la méthode algébrique permet de représenter de manière très synthétique un long algorithme; malheureusement, cette utilisation présente l'inconvénient de rendre ces lignes peu compréhensibles à toute personne non initiée.

Une instruction d'action est symbolisée par une **lettre majuscule;** les lettres sont écrites les unes à la suite des autres, dans l'ordre dans lequel les instructions doivent être exécutées. Exemple: *A B C D* signifie: exécuter l'instruction *A*, puis l'instruction *B*, puis l'instruction *C* et enfin l'instruction *D*.

Une instruction de saut conditionnel est symbolisée par une **lettre minuscule.** *Après cette lettre minuscule, se trouve une* **flèche verticale** *pointée vers le haut qui indique une rupture de séquence si la condition est vérifiée; à la suite de cette flèche, se trouvent les instructions qui seront exécutées séquentiellement si la condition n'est pas vérifiée.* Exemple: $A\ B\ r \uparrow C\ D$ signifie: exécuter l'instruction *A*, puis l'instruction *B*; si la condition *r* n'est pas vérifiée, exécuter l'instruction *C*, puis l'instruction *D*; si la condition *r* est vérifiée, après l'instruction *B* il faut passer en un point qui reste à préciser. Pour ce faire, une autre *flèche verticale pointée vers le bas indique à quelle instruction il faut reprendre le traitement.* Par exemple, dans le cas précédent, un retour à l'instruction *A* serait indiqué de la manière suivante:

$$\downarrow A\ B\ r \uparrow C\ D$$

Il est rare que dans un algorithme compliqué, il n'y ait qu'une instruction de saut conditionnel et la représentation algébrique comprend donc plusieurs flèches pointées vers le haut et plusieurs flèches pointées vers le bas. Pour reconnaître les couples de flèches qui se correspondent, un même chiffre est placé au-dessus de celles-ci. L'exemple précédent devient ainsi:

$$\overset{1}{\downarrow} A\ B\ r \overset{1}{\uparrow} C\ D$$

Malgré l'utilisation de symboles très simples, cette représentation n'est souvent pas assez évocatrice, même pour des informaticiens. Souvent, une représentation graphique est préférée.

1.3.2. Représentation graphique. — Les symboles utilisés varient d'un utilisateur à l'autre et nous nous contenterons de décrire un symbolisme très simple.

— Une **instruction d'action** est placée à l'intérieur d'un **rectangle.**

— Un **ordre de comparaison précédant un saut conditionnel** est placé dans un **losange;** celui-ci présente deux sorties s'adaptant aux deux résultats possibles de la comparaison.

— Des **flèches** allant d'un rectangle ou d'un losange à un autre montrent l'**ordre** dans lequel doivent être exé-

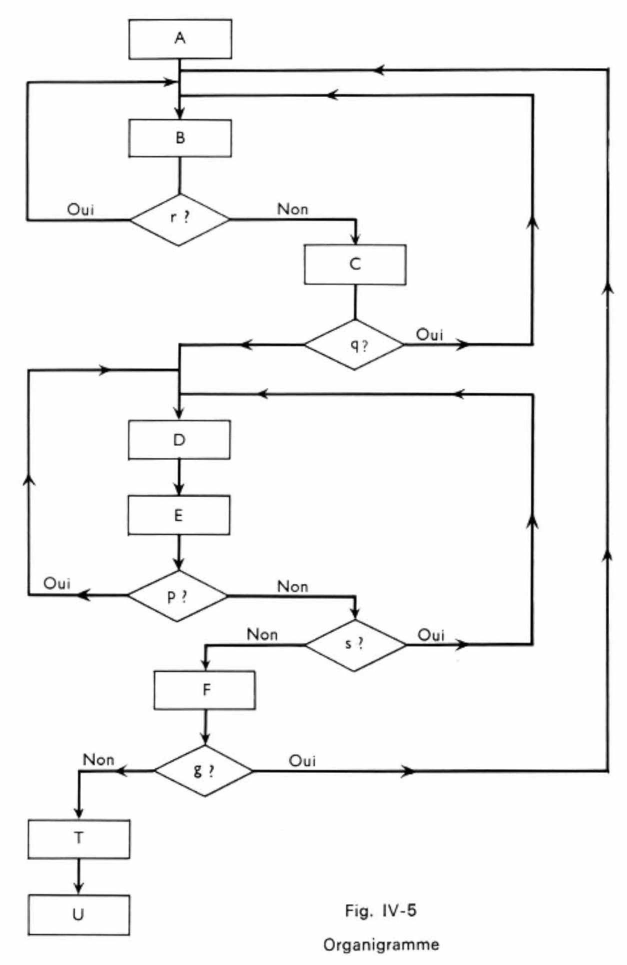


Fig. IV-5

Organigramme

cutées les différentes instructions. Ainsi, la figure IV-5 est la représentation graphique de l'algorithme suivant :

1,2,5,   1   2 3,4   3   4   5
A   ↓   *B r*↑ *C q*↑   ↓   *D E p*↑ *s*↑ *F g*↑ *T U*

Elle est appelée **organigramme logique de l'algorithme** (certains disent aussi **ordinogramme**).

1.3.3. Tables de décisions. — Bien que beaucoup plus claire que la représentation algébrique, la représentation graphique reste malgré tout d'une interprétation difficile quand de nombreuses conditions se superposent et qu'il faut déterminer la séquence des instructions à suivre. Dans ce cas, pour effectuer cette représentation, il est préférable d'utiliser des tableaux appelés **tables de décisions.**

Imaginons que, pour déterminer une séquence d'instructions à exécuter, il faille d'abord quatre tests consécutifs : les tests *r*, *s*, *t* et *u*. Le passage par ces tests détermine 16 groupes de situations différentes (ou aucune condition n'est vérifiée, ou seule la condition 1 l'est, etc.). Pour chacun de ces groupes, une séquence d'instructions doit être exécutée, séquence qui d'ailleurs peut être la même pour différents groupes. Dans l'exemple considéré, admettons que ces séquences soient toujours des combinaisons des six instructions élémentaires *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*.

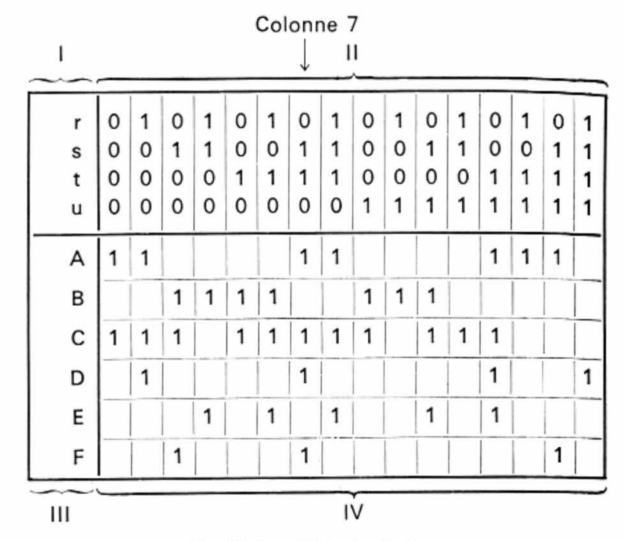
La table de décisions correspondant à ce problème est représentée sur la figure IV-6.

Dans la *partie I*, nous mettons en colonnes les différentes conditions qui donnent lieu à tests : *r*, *s*, *t* et *u*.

Dans la *partie II*, nous exprimons les différentes possibilités qui résultent de la réalisation et de la non-réalisation des différentes conditions (nous retrouvons un tableau comparable à celui obtenu lors de l'étude de l'algèbre du oui-non (V. chap. 2) puisqu'à chaque condition correspond une ligne sur laquelle est placé un 1 si la condition est vérifiée ou un 0 si elle ne l'est pas. Chaque colonne de quatre chiffres (1 ou 0) forme donc un groupe particulier ; ainsi, la septième colonne signifie : *r* n'est pas vérifiée, *s* et *t* sont vérifiées, *u* n'est pas vérifiée.

Dans la *partie III*, nous inscrivons en colonnes les différentes instructions d'action.

Dans la *partie IV*, chaque colonne comprend six lignes sur lesquelles il faut placer le chiffre 1 si l'instruction de la ligne correspondante doit être exécutée (instruction écrite dans la partie III) ; inversement, l'absence de ce chiffre signifie qu'il ne faut pas exécuter cette instruction. Par exemple, si la partie IV se présente comme la figure IV-6 l'indique, dans la situation 7 il faudra exécuter les instructions *A*, *C*, *D* et *F*. L'utilisation d'un tel tableau est donc



Colonne 7 ↓

I	II															
r	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
s	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
t	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
u	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
III	**IV**															
A	1	1					1	1					1	1	1	
B			1	1	1	1			1	1	1					
C	1	1	1		1	1	1	1	1		1	1	1			
D		1					1						1			1
E				1		1		1			1		1			
F			1				1								1	

Fig. IV-6 — Table de décisions

très simple : en regardant la colonne de la partie II correspondant à une situation déterminée, nous déduisons les instructions qui doivent être exécutées. Cette représentation présente cependant un inconvénient : elle rend impossible la description d'une séquence différente d'instructions d'action dans les diverses situations : impossible de dire qu'une fois *A* doit être exécutée avant *B*, qu'une autre fois *B* doit précéder *A*. Pour ce faire, il faut revenir à la méthode graphique qui est, à cet égard, beaucoup plus souple, mais qui prend une place considérable (n'oublions pas que certains algorithmes peuvent comprendre des dizaines de comparaisons). L'organigramme correspondant à cette table des décisions présente une forme caractéristique d'arbre qui double ses branches à chaque nouvelle condition (fig. IV-7).

1.4. Exemples de traitements. — L'expression *instruction d'action* a été utilisée pour la mise sous algorithme d'une activité quelconque, mais que recouvre-t-elle en informatique ? Le domaine de l'informatique étant le traitement de l'information, l'action élémentaire est donc *un traitement élémentaire d'informations, c'est-à-dire la transformation d'un ensemble d'informations (ou d'une seule information) d'un état à un autre.*

Selon le degré de la transformation, trois types de traitement peuvent être distingués :

1° **les traitements qui ne provoquent qu'un changement de support de l'information :** par exemple, la perforation sur cartes des données écrites sur un bordereau ;

2° **les traitements qui provoquent un changement de présentation de l'information :** par exemple, le tri d'un fichier ;

3° **les traitements qui provoquent un changement de l'information elle-même,** indépendamment de son support : par exemple, la multiplication d'un nombre par 3.

Nous présenterons successivement ces différents traitements de base et nous proposerons pour chacun d'eux un symbole qui permettra de les représenter sur un organigramme.

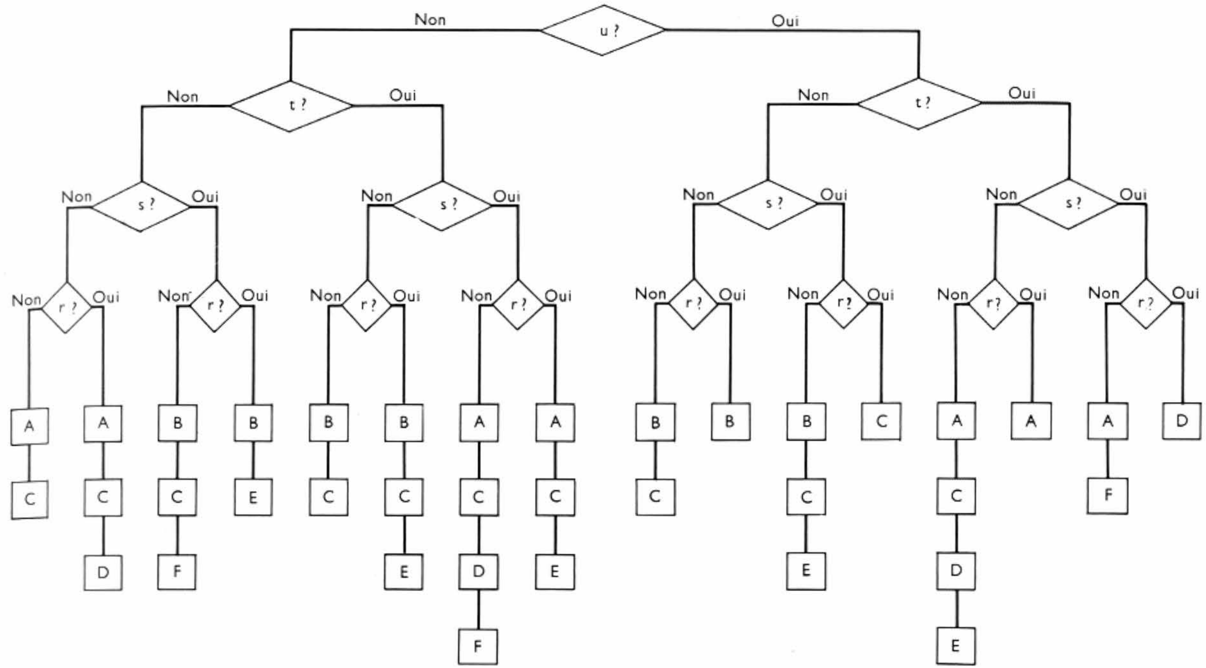


Fig. IV-7

1.4.1. Changement de support. — C'est le traitement le plus élémentaire que nous puissions imaginer en informatique. Dans certains cas, le but de ce traitement est d'augmenter la vitesse de la lecture tandis que dans d'autres, il s'agit de rendre l'information assimilable à l'ensemble électronique (perforations sur cartes d'informations écrites sur des bordereaux) ou de permettre un accès plus rapide à l'information (passage des bandes magnétiques à des disques ou à des feuillets magnétiques). Dans tous les cas, un changement de support est destiné à permettre une meilleure utilisation de l'information (cette utilisation dépend beaucoup, en effet, du support d'enregistrement) (fig. IV-8).

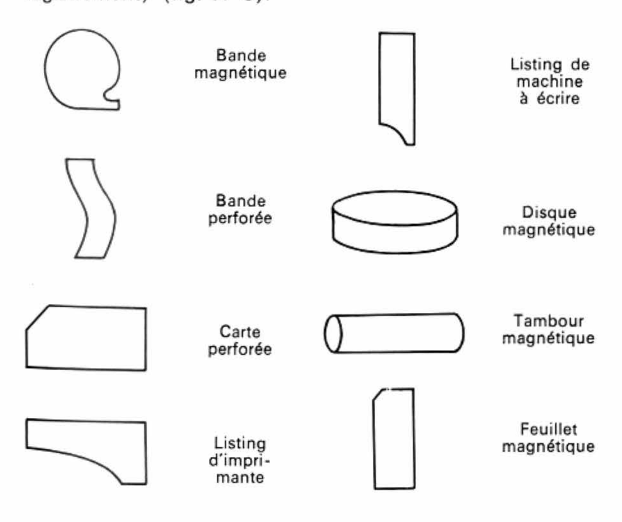


Fig. IV-8 — Symboles des différents supports d'information

Un changement de support est donc soit une opération d'extraction d'information, soit une opération d'introduction d'information. Sur un organigramme il est représenté par une flèche verticale, pointée vers le bas, dont l'origine est le support d'où l'information est extraite et dont l'extrémité est le support où l'information est introduite. Cette flèche est double si cette opération est faite à l'extérieur de l'ensemble électronique (fig. IV-9), simple si elle est réalisée à l'intérieur de celui-ci (c'est-à-dire sous le contrôle direct ou indirect de l'unité centrale). Le même symbolisme est employé pour représenter l'enregistrement d'information sur un support après un traitement quel-

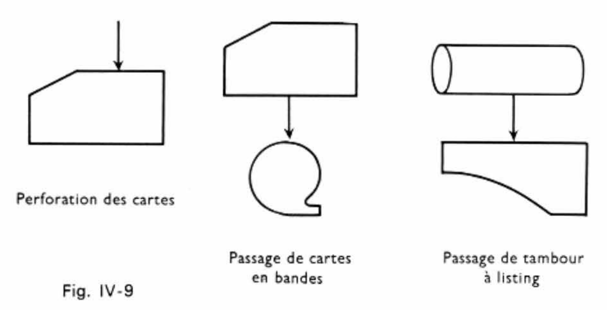


Fig. IV-9

conque ; à la place du support d'où est extraite l'information, il faut placer le symbole du traitement (fig. IV-10).

Ce symbolisme permet de représenter dans un organigramme toutes les fonctions d'entrée et de sortie, de lecture et d'écriture sur mémoire auxiliaire. Évidemment, dans chacun des cas, à côté du symbole, il est précisé sur l'organigramme quelle est l'unité périphérique utilisée et les différentes adresses nécessaires à l'exécution des opérations (par exemple : bande n° 002 ou adresse 1235 sur disque 005).

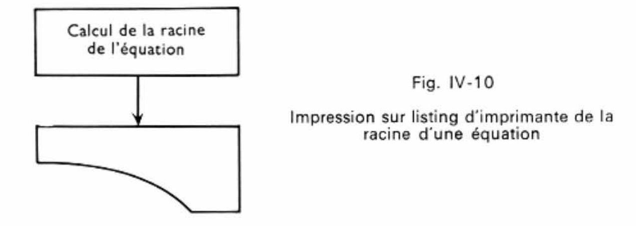


Fig. IV-10

Impression sur listing d'imprimante de la racine d'une équation

1.4.2. Changement de présentation de l'information. — Très souvent (et notamment dans la plus grande partie des applications de gestion), il faut utiliser des fichiers, c'est-à-dire des ensembles structurés d'information. Deux types de traitement élémentaire permettent un changement de présentation de l'information : la **ventilation** et la **fusion.**

La **ventilation** est l'opération qui consiste à répartir le contenu d'un fichier sur deux ou plusieurs fichiers. Nous la représenterons symboliquement sous forme d'un rectangle surmonté d'une flèche verticale pointée vers le

bas symbolisant le *fichier origine ou incident;* de ce rectangle partent vers le bas plusieurs flèches verticales symbolisant les *fichiers résultants* (fig. IV-11).

Nous distinguerons les ventilations simples, les ventilations sélectives et les ventilations opératives. Dans une *ventilation simple*, toutes les informations stockées dans un fichier incident sont stockées sans modification dans un et un seul fichier résultant. Dans une *ventilation sélective*, certaines informations du fichier incident ne se retrouvent sur aucun fichier résultant, d'autres se retrouvent sur plusieurs; en général, c'est un test (instruction de saut conditionnel) qui permet de faire cette sélection. Dans une *ventilation opérative*, certaines informations sont modifiées. Les informaticiens utilisent très souvent des ventilations qui sont à la fois sélectives et opératives.



Fig. IV-11 — Ventilation

Fig. IV-12 — Fusion

La **fusion** est l'opération contraire: elle permet en effet de regrouper le contenu de deux ou plusieurs fichiers en un seul fichier. Elle est représentée symboliquement de la même façon que la ventilation (fig. IV-12). Comme précédemment, il est aussi possible de distinguer des *fusions simples*, des *fusions sélectives* et des *fusions opératives* qui se définissent de la même façon que les ventilations.

Toutes les combinaisons de ces traitements élémentaires peuvent être envisagées; nous n'en citerons que deux très importantes: le tri d'un fichier et la mise à jour d'un fichier.

Le **tri d'un fichier** consiste à ranger les informations d'un fichier dans un ordre croissant ou décroissant selon un ou des critères (ou arguments) fixés à l'avance; il nécessite donc des ensembles de ventilations et de fusions.

L'opération **mise à jour d'un fichier** consiste à faire une fusion d'un type particulier entre deux fichiers: le fichier qui contient les informations à mettre à jour (appelé *fichier-père*) et le fichier qui contient les modifications; le fichier résultant est appelé *fichier-fils* (pour conserver l'image). Cette opération ne consiste pas seulement à enregistrer de nouvelles informations sur le fichier-père, mais aussi à modifier et même à supprimer certaines des informations qu'il contenait. Il s'agit donc d'une opération de fusion sélective et opérative.

Les programmes qui sont utilisés pour la mise à jour d'un fichier sont souvent appelés **MAC** parce qu'ils permettent, non seulement de recopier (ou de laisser intact) les informations qui ne changent pas, mais aussi de:

- modifier
- annuler
- créer

} certaines informations.

Sur un programme, nous représenterons une telle opération en utilisant le symbole de fusion (fig. IV-13).

Sur bande, la mise à jour doit se faire séquentiellement; les informations stockées dans le fichier comportant les modifications doivent donc se présenter dans l'ordre qui a présidé à la construction du fichier-père (dans le cas

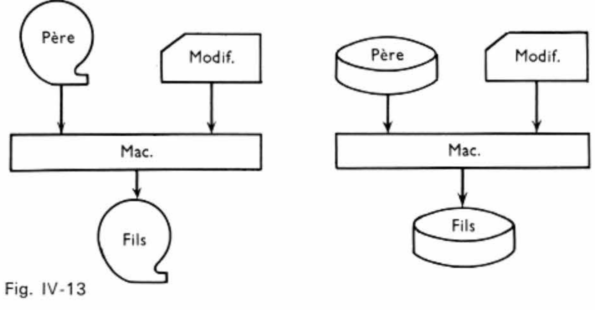


Fig. IV-13

Mise à jour d'un fichier sur bande

Mise à jour d'un fichier sur disque

contraire, l'opération de mise à jour prendrait un temps très grand). Il faut donc faire précéder cette opération d'un tri du fichier de cartes perforées et les fichiers père et fils ne pourront pas se trouver sur la même bande: en effet, il est très difficile d'enregistrer une nouvelle information entre deux informations anciennes (l'impératif de lecture séquentielle impose que les informations soient stockées dans l'ordre). En plus du lecteur de cartes, il faut donc deux dérouleurs de bande. À la fin de l'opération, les fichiers père et fils sont disponibles pour des vérifications et même à la limite pour refaire toute la mise à jour.

Sur disque, la mise à jour peut se faire en accès direct; il n'est donc pas nécessaire d'avoir trié préalablement les informations stockées dans le fichier de modifications. Il n'est pas non plus nécessaire d'avoir deux disques: celui contenant le fichier-père peut être mis à jour directement ainsi que le répertoire donnant les adresses des différents articles. En plus du lecteur de cartes, il suffit donc d'avoir une seule unité de disque. Cependant, la mise à jour directe d'un fichier contenu sur un disque présente un gros inconvénient du point de vue de la sécurité: à la fin de l'opération, il ne reste qu'un seul fichier puisque le fichier-père a été remplacé par le fichier-fils, aucune vérification n'est possible. Pour des opérations de mise à jour importantes, il est préférable d'utiliser trois unités périphériques.

1.4.3. Changement de l'information. — C'est le traitement qui modifie le plus fondamentalement l'information initiale; il s'agit presque toujours d'opérations algébriques (+, —, ×, :) ou d'opérations logiques (ET, OU, NON). Cela ne veut pas dire qu'un ordinateur peut servir uniquement aux mathématiciens, ou du moins à des personnes qui utilisent les mathématiques. En effet, si nous pouvons représenter des variables quantitatives par des nombres, rien n'empêche de représenter de la même façon des variables qualitatives pour lesquelles les fonctions logiques et l'algèbre de Boole sont particulièrement bien adaptées.

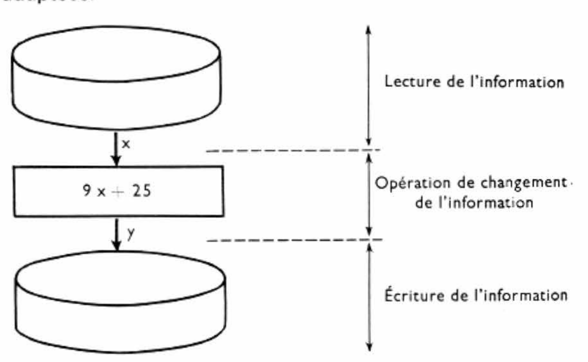


Fig. IV-14 — Traitement arithmétique

Symboliquement, ces opérations sont représentées par de simples rectangles à l'intérieur desquels est précisé de quelle opération il s'agit.

1.5. La préparation du travail. — Depuis le début du chapitre, nous avons essentiellement parlé d'algorithmes, d'ensembles ordonnés, d'instructions et d'organigrammes logiques. Cela rentre dans le cadre de la préparation du travail qui sera confié à un ordinateur: il faut analyser parfaitement ce travail, le décomposer en un ensemble de traitements élémentaires puis l'organigramme doit être dessiné. Il est évident que cette mise au point impose la participation de l'utilisateur, car elle ne peut être effectuée par l'informaticien seul: c'est le médecin qui indique comment il effectue un diagnostic, c'est le gestionnaire qui précise la méthode suivie pour élaborer un plan de production. Cette première analyse, exclusivement le fait des utilisateurs, est d'ailleurs en train de créer une véritable révolution dans le mode de pensée et par conséquent d'action de nos contemporains. Pour utiliser la puissance et la rapidité d'un ordinateur, il devient interdit de résoudre un problème par intuition, il est indispensable de formaliser et de systématiser.

Après cette analyse du problème (analyse assez sommaire souvent) et après l'établissement d'un premier algorithme de traitement et d'un premier organigramme logique, l'informaticien intervient. L'analyste aide l'utilisateur pour préciser les différentes parties de l'organigramme ; il vérifie d'abord que l'organigramme établi ne comporte pas d'instructions que l'ordinateur ne peut exécuter, qu'il ne présente pas de failles de logique et qu'il finit bien par une instruction *stop* (qui peut être atteinte). Ensuite, il indique le matériel à utiliser : en effet, c'est lui qui connaît le mieux les performances mais aussi les inconvénients des différents matériels et notamment des différents supports. Toutes ces précisions ainsi que l'explication du traitement que doit réaliser l'algorithme et la description de son découpage en traitements élémentaires doivent être consignées dans un dossier d'analyse qui permet à toute personne de prendre rapidement connaissance des différents programmes. L'analyse et le découpage doivent être ensuite précisés de façon à tenir compte du système informatique (de l'ordinateur) employé ; il faut tenir compte des possibilités de la mémoire centrale, des performances des différents périphériques disponibles et également de la structure des fichiers déjà existants qui doivent être utilisés pour l'application considérée.

Une fois que tout ce long et difficile travail d'analyse est terminé, et qu'un organigramme et un dossier précisant dans leurs moindres détails l'ensemble des différents traitements élémentaires à réaliser sont établis, il ne reste plus qu'à programmer. Le programmeur codifie l'organigramme de façon à le rendre utilisable dans l'ensemble électronique choisi.

La distinction entre le travail de l'utilisateur, celui de l'analyste et celui du programmeur n'est pas toujours aussi nette : des utilisateurs ne savent pas formaliser leurs demandes de traitement et la première analyse est alors faite surtout par l'analyste. C'est ce qui se passe très souvent dans le domaine de la gestion notamment. Cependant, cette méthode n'est pas la meilleure car un analyste ne connaît pas aussi bien le problème que l'utilisateur. De même, il est rare que l'analyste termine l'analyse : très souvent, c'est le programmeur qui se charge de ce travail car, en même temps qu'il codifie, il peut adapter le traitement demandé au matériel disponible. Il semble d'ailleurs souhaitable (en attendant le jour où l'utilisateur pourra se passer du concours de l'informaticien) de séparer ce travail en deux parties seulement : l'une réservée à l'utilisateur : l'analyse ; l'autre réalisée par un analyste-programmeur : la fin de l'analyse et la codification. Cela présente l'avantage de laisser l'utilisateur déterminer complètement son application.

2. LANGAGE ET PROGRAMMATION

Après l'analyse, il faut formuler chaque instruction de telle sorte qu'elle provoque le fonctionnement voulu dans le système électronique : en quelque sorte, il faut traduire une langue (par exemple, le français) en **langage-machine.**

2.1. Les trois stades des langages-machine. — Imaginons que M. D. désire aller en Grande-Bretagne négocier un contrat avec M. S. Ce dernier ne comprend absolument pas le français ; M. D., en position de demandeur, se trouve dans une des trois situations suivantes :

— soit il parle parfaitement l'anglais, et il peut aller voir M. S. sans dictionnaire ;

— soit il parle assez bien l'anglais, mais parfois certains mots lui échappent : il apportera alors avec lui un petit dictionnaire ;

— soit il ne parle absolument pas l'anglais : il a, dans ce cas, besoin de louer les services d'un interprète, c'est-à-dire d'un homme parlant anglais et français.

Ajoutons, mais c'est évident, que ces trois solutions ont été exposées dans un ordre croissant de coût.

Cette petite histoire va permettre de mieux comprendre les différentes étapes de l'évolution des langages utilisés par les programmeurs.

Au premier cas (M. D. parle anglais) correspond la situation suivante : le programmeur connaît le « langage-machine ». Dans ce cas, il va directement écrire tous les programmes en langage-machine ; il n'y aura pas de problème de traduction : pas besoin de dictionnaire, ni d'interprète. C'est la solution qui a été la première utilisée ; a priori, elle peut sembler parfaite mais, en réalité, elle présente de nombreux inconvénients car le langage-machine est extrêmement compliqué, et il est spécifique d'un ordinateur.

Dans le deuxième cas, M. D. ne connaît pas parfaitement la langue de son interlocuteur et il se sert d'un dictionnaire. Nous pouvons même imaginer le cas où M. S. parle un anglais un peu particulier dont les mots sont consignés dans un dictionnaire qu'il prête à ses interlocuteurs. C'est ce qui se passe avec un ordinateur : les constructeurs ont mis au point des dictionnaires qui permettent au programmeur d'effectuer la codification sans connaître parfaitement le langage-machine. Tout ce qui n'est pas écrit en langage-machine est *automatiquement* traduit dans l'ordinateur : ce sont les **langages de niveau 1** et **de niveau 2.**

La troisième situation se rencontre de plus en plus : le programmeur ne connaît pas du tout le langage-machine, mais il formalise les instructions dans un langage défini qui sera traduit automatiquement en langage-machine dans l'ordinateur. De nombreux langages de ce type, dits **langages de niveau 3** ou **langages évolués,** ont déjà été mis au point ; deux qualités essentielles les caractérisent :

— ils sont très *précis ;* à la différence de nos langues, chaque mot a un sens très strict : c'est ce qui autorise une traduction automatique en langage-machine ;

— ils ont une *structure très comparable à la structure de notre langue habituelle* et donc très différente de celle du langage-machine. Cette qualité permet de les apprendre très rapidement, sans qu'il soit nécessaire de savoir ce qui se passe à l'intérieur de la machine.

Autrement dit, chaque ordinateur possède son propre interprète, c'est-à-dire un énorme dictionnaire qui permet de faire correspondre biunivoquement tout mot ou expression de cette langue évoluée à un ensemble d'instructions en langage-machine. Les langages-machines étant spécifiques, ces interprètes ou **compilateurs,** le seront aussi ; néanmoins, comme presque tous les ordinateurs sont associés à des compilateurs, en connaissant un seul langage évolué, il est possible de programmer sur n'importe quelle machine : si les compilateurs sont particuliers, les langages évolués sont « universels ».

2.2. Le langage-machine. — Chaque instruction est une suite de trois nombres ou davantage qui sont des codes ou des adresses de l'unité centrale. L'instruction la plus simple est une instruction à deux adresses qui est une succession de trois nombres :

— *le premier nombre indique l'opération qu'il faut exécuter ;* il s'agit là des opérations les plus élémentaires qui puissent être imaginées, par exemple : lecture, mise à zéro d'un registre, introduction d'un nombre dans une cellule de mémoire ;

— *le deuxième nombre indique l'adresse des données sur lesquelles doit être effectuée l'opération ;*

— *le troisième nombre indique l'adresse de l'instruction suivante ;* n'oublions pas, en effet, que les instructions d'un programme sont stockées dans la mémoire centrale de l'ordinateur.

Ainsi, par exemple, l'instruction 12 325 108 peut signifier :

12 : après mise à zéro, introduire dans l'additionneur le nombre qui se trouve à l'adresse qui suit ;

325 : adresse du nombre ;

108 : passer à l'instruction qui se trouve à l'adresse 108.

Avec ce langage, pour réaliser l'addition de deux nombres x et y, il faut trois instructions, par exemple :

12 325 108 : mettre à zéro l'addeur et introduire le nombre qui se trouve à l'adresse 325 ; passer à l'instruction d'adresse 108 ;

15 350 213 : ajouter au nombre qui se trouve dans l'addeur le nombre écrit à l'adresse 350 ; passer à l'instruction d'adresse 213 ;

08 302 217 : prendre le nombre qui se trouve dans l'addeur (qui est la somme des deux précédents) et l'écrire à l'adresse 302 ; passer à l'instruction qui se trouve à l'adresse 217.

Les constructeurs ont assez rapidement construit des machines qui pouvaient recevoir des instructions à plus de deux adresses.

Ainsi, dans un premier temps, il a été possible de remplacer les deux premières instructions du programme écrit précédemment par une seule :

22 325 350 213 =

22 : introduire dans l'addeur les deux nombres qui se trouvent aux adresses suivantes ;

325 350 : adresses des deux nombres ;

213 : passer à l'instruction qui se trouve à l'adresse 213.

Par la suite, il a même été possible d'écrire une seule instruction à la place de trois nécessaires pour une addition. Ainsi, 22 325 350 302 217 signifie : introduire dans l'addeur les nombres qui se trouvent aux adresses 325 et 350, puis mettre le résultat (somme) à l'adresse 302 et passer à l'instruction d'adresse 217.

Les progrès réalisés font que les ordres à exécuter deviennent plus complexes puisqu'ils sont la réunion de deux ou trois ordres élémentaires. Et cela montre les difficultés rencontrées par le programmeur qui utilise ce langage :

— il doit *connaître parfaitement le fonctionnement de la machine* pour que la décomposition en ordres élémentaires soit conforme aux possibilités de la machine ;

— *pour chaque ordre, il doit connaître le numéro de code qui le représente ;* le nombre d'instructions élémentaires étant très grand, il doit, très souvent, consulter des tables données par les constructeurs ;

— *il doit connaître le contenu de chaque unité de mémoire centrale à tout stade d'exécution du programme.* Dans l'exemple précédent, il doit savoir que les variables x et y se trouvent aux adresses 325 et 350 et qu'il met la somme à l'adresse 302. Le programmeur tient constamment à côté de lui une immense feuille de papier qui décrit précisément l'état de la mémoire centrale au fur et à mesure qu'il avance dans son programme : il connaît ainsi l'adresse des données qu'il utilise et les adresses non encore utilisées. Ainsi, le programmeur exécute entièrement le programme avant la machine ; nous voyons l'intérêt des boucles ;

— *en cas d'erreur, le programmeur n'a aucun repère ;* il doit recommencer à la main toute l'exécution du programme et revoir notamment les divers états des différentes cellules de la mémoire centrale. Il faut ajouter qu'il est très difficile de faire des modifications de programme et qu'il est impossible d'utiliser un programme sur une machine différente de celle pour laquelle il a été conçu.

Cependant, ces nombreux inconvénients sont contrebalancés par des avantages qui sont d'autant plus importants que le matériel est rare et cher. En particulier, *le programme ainsi réalisé est directement assimilable et exécutable par la machine :* il n'y a besoin ni de « dictionnaire » qui prend de la place en mémoire centrale, ni de « traduction » qui demande du temps d'unité centrale. De plus, un programme bien écrit est parfaitement adapté à la machine dans laquelle il est exécuté et il permet une utilisation optimale de l'unité centrale.

2.3. Les langages symboliques. — La programmation en langage-machine impose de n'employer que des nombres puisqu'une instruction est une suite de nombres. Cela présente deux inconvénients majeurs : les erreurs sont nombreuses et la programmation est très longue ; en effet, il n'y a aucun moyen mnémotechnique pour aller plus vite et faire moins d'erreurs. C'est pour éliminer ces difficultés que les constructeurs ont mis au point des langages peu différents mais plus performants : **les langages symboliques.** Comme leur nom l'indique, ils utilisent des symboles qui sont des *mots formés de caractères alphanumériques ;* en effet, l'introduction des lettres alphabétiques est la principale différence entre ces langages dits de niveau 1 et le langage-machine. Ainsi, le programme d'addition que nous avons proposé comme premier exemple en langage-machine devient :

ZI com 1 : mise à zéro et introduction de la variable com 1 dans l'addeur ;

ADD com 2 : introduction dans l'addeur de la variable com 2 et addition ;

AR Tcom : attribution du résultat à la variable Tcom.

Les codes-opérations sont devenus des mots qui sont en général suffisamment évocateurs pour que le programmeur puisse les apprendre sans difficulté : ZI signifie mettre à zéro puis introduire ; ADD signifie additionner. Ces symboles varient d'un langage à un autre, mais ils sont définis une fois pour toute pour un langage donné : ce n'est pas le programmeur qui définit ces symboles, mais le constructeur de machines et plus précisément le constructeur de traducteurs (V. ci-après). Nous constaterons aussi que les adresses des données à traiter ont été remplacées par le nom de ces données (ici commande 1 : com 1, commande 2 : com 2 et totaux des commandes : Tcom) ; contrairement aux symboles d'opérations, ces noms sont choisis par le programmeur. En général, le programmeur peut former le mot qu'il veut à la condition de ne pas utiliser un trop grand nombre de signes alphanumériques (par exemple : 10 au maximum) ; il faut souvent que le premier signe soit alphabétique. Les seuls mots interdits sont ceux utilisés pour la codification des opérations. Le choix reste malgré tout très grand, et le programmeur a intérêt à donner à ces variables des noms qui sont identiques ou très proches de leur nom réel.

Le grand avantage de ce remplacement des adresses des variables par leur nom est qu'il évite au programmeur de se préoccuper de l'occupation des cellules de la mémoire ; il n'a plus besoin de savoir où se trouve enregistrée la valeur de la variable com 1, ni quelle cellule est libre et va donc pouvoir recevoir la valeur de la variable Tcom. Tout cela se fait automatiquement. L'écriture du programme est ainsi plus rapide, la lecture est également plus facile ainsi que la correction des erreurs ou les modifications.

Ce langage reste cependant très proche du langage-machine : la décomposition du travail effectué par le programme est aussi précise et détaillée ; dans les deux cas, il faut mettre en évidence le travail élémentaire de la machine. Cela explique que les problèmes de traduction restent très simples : le **traducteur,** appelé également **assembleur,** est un simple tableau de correspondance. À titre d'exemple, voici comment se fait schématiquement une traduction :

— lecture du premier mot d'une instruction : pour la machine, c'est automatiquement un code-opération qui est remplacé par un nombre grâce au tableau de correspondance ;

— lecture du deuxième mot : pour la machine, c'est automatiquement un nom d'une variable ; la première opération consiste à vérifier si cette variable a déjà une adresse : si oui, le nom de la variable est remplacé par l'adresse correspondante ; si non, elle est affectée à l'adresse d'une cellule (ou d'un groupe de cellules) libre, et son nom est remplacé par cette adresse.

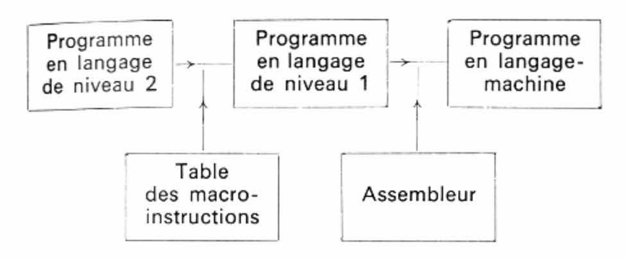
Il s'agit donc d'une simple traduction mot à mot, faite à l'aide d'un « dictionnaire » en partie donné par le constructeur (correspondance nom de l'opération-numéro de l'opération), en partie créé pour chaque programme. Cette table de correspondance permet aussi de déceler automatiquement des erreurs comme l'emploi d'un symbole d'opération qui n'existe pas, ou la division d'un nombre par une variable qui n'a pas été préalablement définie. Un changement très important est ainsi apporté dans le travail de programmation au moyen d'une simple table de correspondance. Les inconvénients sont les avantages du langage précédent : l'assembleur prend de la place en mémoire centrale et la traduction demande du temps, mais cette place et ce temps restent très faibles. La programmation est beaucoup plus rapide en langage symbolique qu'en langage-machine, mais il faut cependant que le programmeur sache exactement comment l'ordinateur travaille et qu'il adapte son programme en conséquence. C'est dans ce domaine qu'un progrès a été réalisé avec l'emploi des langages de niveau 2.

2.4. Autocodeurs. — Les **langages de niveau 2** ou **autocodeurs** se différencient des langages de niveau 1 par leur possibilité d'utiliser des **macro-instructions** et des **sous-programmes.**

Une macro-instruction est équivalente à une série de plusieurs instructions élémentaires. Nous en avons déjà rencontrées en langage-machine: l'instruction à quatre adresses 22 325 350 302 217 remplace trois instructions (V. ci-dessus). L'utilisation de ces macro-instructions facilite le travail du programmeur qui n'a pas besoin de détailler son analyse en opérations élémentaires, mais le travail de la traduction est plus compliqué. En effet, il n'y a plus correspondance entre une instruction du programme et une opération élémentaire, et à plus forte raison entre un mot du programme à traduire et un nombre (soit code-opération, soit adresse) du programme traduit en langage-machine. À partir de ces macro-instructions, les traducteurs identifient les différentes variables qui doivent être écrites dans un ordre strict et les transforment en des séries d'instructions en langage-machine. L'autocodeur (équivalent du dictionnaire) est plus gros qu'un simple programme d'assemblage et il prend davantage de place en mémoire centrale: en effet, il doit contenir le tableau de correspondance et, aussi, la liste des macro-instructions, chacune d'elles étant suivie des instructions élémentaires que celle-ci représente. Le travail de traduction prend plus de temps qu'avec un simple langage symbolique. Il se fait en deux temps:

— dans un premier temps, il y a remplacement d'une macro-instruction par la série d'instructions correspondantes, celles-ci étant écrites en langage symbolique: le résultat de ce premier travail est donc la constitution d'un programme symbolique sans macro-instruction;

— dans un deuxième temps, il y a traduction mot à mot des instructions du programme symbolique.



Cette méthode, qui consiste à faire exécuter une opération complexe grâce à une seule instruction (macro-instruction), a été développée avec l'utilisation de sous-programmes. Un sous-programme est un ensemble d'instructions ou de macro-instructions qui peut servir à plusieurs reprises au cours de l'exécution d'un programme; il suffit d'écrire dans le programme principal une instruction de rupture de séquence qui fait exécuter le sous-programme. Ce travail terminé, la machine reprend séquentiellement le programme principal à l'instruction qui suit celle employée pour l'appel au sous-programme. Par exemple, si le sinus d'un angle doit être calculé un certain nombre de fois, il y a intérêt à insérer dans le programme un sous-programme réservé au calcul du sinus et à s'y référer chaque fois par une simple instruction du type: *sous-prog sinus* (*y*, *x*) qui signifie utiliser le sous-programme « sinus » et calculer en suivant ces instructions: $y = \sin x$.

En général, les sous-programmes des fonctions usuelles sont donnés par le constructeur; ce dernier fournit également de nombreux sous-programmes permettant de réaliser les opérations d'entrée et de sortie. Dans les langages précédemment exposés, il faut qu'à chaque entrée et à chaque sortie le programmeur écrive l'ensemble des instructions élémentaires à exécuter; cela représente souvent plus de 20 % du nombre d'instructions totales. Grâce à l'utilisation de ces sous-programmes vendus avec la machine, le travail de programmation devient beaucoup plus simple et plus rapide. De plus, les constructeurs ont pu mettre au point des sous-programmes très perfectionnés, assurant tous les contrôles nécessaires et utilisant le moins possible de temps de machine.

Ces langages de niveau 2 restent malgré tout des langages « bâtards »: des macro-instructions et des sous-programmes évitent au programmeur de détailler les opérations élémentaires dans certains cas mais, pour de nombreuses opérations, l'emploi de macro-instructions n'est pas possible. Le programmeur ne peut donc être dispensé de savoir comment fonctionne l'ordinateur et, en plus, il doit connaître exactement les sous-programmes et les macro-instructions pour les associer correctement aux instructions élémentaires: la programmation reste le domaine de spécialistes. De plus, les programmes qui utilisent ces instructions ne peuvent être utilisés dans des ordinateurs de type différent: ils restent spécifiques d'un modèle d'ensemble électronique.

Pour éviter ces inconvénients, il faut des langages avec des ensembles de macro-instructions de façon à éliminer complètement les instructions élémentaires: ce sont les **langages de niveau 3** ou **langages évolués.**

2.5. Le langage évolué. — C'est un langage formé de macro-instructions; dans le compilateur, chacune d'elles sera remplacée automatiquement par une série d'instructions élémentaires. C'est ce qui explique que la structure d'un tel langage peut être très différente de la structure du langage-machine et, au contraire, très proche d'un langage humain (très souvent l'anglais, car les plus grands constructeurs sont anglo-saxons). Ces langages permettent de remédier aux inconvénients des langages précédents et notamment à ceux du langage-machine et ils présentent de nombreux avantages:

— *grande facilité et rapidité de programmation.* L'apprentissage de la programmation ne demande plus que deux ou trois semaines. Il n'est plus du tout nécessaire de savoir ce qui se passe dans la machine, il suffit d'apprendre quels sont les différents ordres qui peuvent être donnés et un minimum de règles (équivalent des règles de grammaire). La rapidité de la programmation résulte du fait qu'il est inutile de décomposer le travail de l'ordinateur en traitements élémentaires: l'analyse est limitée aux travaux exécutables au moyen de macro-instructions;

— *utilisation plus souple des programmes.* Les modifications d'un programme peuvent être faites beaucoup plus simplement: il suffit de changer une ou plusieurs macro-instructions correspondant aux modifications du traitement et il n'est pas nécessaire de considérer les traitements élémentaires, ni même le contenu des différentes cellules de la mémoire centrale et des registres. D'autre part, après de très légères modifications (qui concernent notamment des instructions de contrôle), les programmes peuvent être utilisés avec d'autres ordinateurs que ceux pour lesquels ils ont été conçus (cela à condition, bien sûr, que ces derniers aient le compilateur adéquat).

Par ailleurs, de nombreuses erreurs de programmation (mais pas d'analyse ou de logique) peuvent être décelées automatiquement par le compilateur: en effet, si une instruction de programme n'est pas dans son répertoire (ou s'y trouve mais avec une structure différente), un signal d'erreur est immédiatement inscrit sur le listing de l'imprimante (ou tout autre organe de sortie).

En revanche, ces langages présentent l'inconvénient de nécessiter l'utilisation d'énormes compilateurs qui prennent beaucoup de place en mémoire centrale. Les petits ordinateurs ne pourront les utiliser faute de mémoire de capacité suffisante: en effet, il faut que la mémoire centrale puisse contenir en même temps le compilateur et le programme écrit en langage évolué.

La compilation, c'est-à-dire la traduction d'un programme écrit en langage évolué, se fait en deux étapes: la première étape a pour but de décomposer les macro-instructions en instructions écrites en langage de niveau 1 (c'est-à-dire sans adresse); la deuxième étape permet de déterminer les adresses de la même façon que cela se faisait avec un programme écrit en langage symbolique.

Il existe un grand nombre de langages évolués et beaucoup d'entre eux sont très spécialisés: ils n'ont été mis au point que pour traiter très facilement un petit nombre de problèmes. Nous présenterons trois de ces langages évolués:

— le FORTRAN qui fut l'un des premiers utilisés, et qui reste aujourd'hui très employé;

— le COBOL, particulièrement réservé aux applications de gestion;

— le PL 1, langage plus universel, susceptible de remplacer les deux précédents.

2.6. Le fortran. — C'est un langage qui a été défini par I.B.M. vers 1956.

Tous les constructeurs ont élaboré des compilateurs fortran pour leur machine, car la très grande majorité des applications scientifiques (ou similaires) sont programmées en fortran. C'est un langage bien adapté aux calculs scientifiques et qui est particulièrement simple à manier. Par exemple, les instructions qui permettent d'effectuer les opérations courantes rappellent le plus souvent l'écriture mathématique :

— addition : $z = x + y$ (lire : donner à la variable z la valeur de la somme des variables x et y)

— soustraction : $z = x - y$

— multiplication : $z = x \times y$

— division : $z = \frac{x}{y}$

— élévation à la puissance k : $z = x * * k$

Nous n'aurons cependant pas illustré cette simplicité si nous n'avons pas dit qu'une seule instruction suffit pour une opération algébrique aussi compliquée soit-elle : comme en algèbre classique, il suffit de placer les signes opératoires indiqués précédemment en utilisant s'il le faut des parenthèses. Pour l'exécution des calculs, les règles de priorité de ces différents signes opératoires sont communes à l'algèbre et au compilateur fortran.

1re priorité : élévation à la puissance : * *
2e priorité : division et multiplication : /, ×
3e priorité : addition et soustraction : +, —

Ces règles ne peuvent être modifiées que par l'utilisation de parenthèses. Ainsi l'instruction :

$u = 3. \times x + \frac{y}{z * * 2} + 5. \times a - b$ signifie : calculer successivement, z^2, $\frac{y}{z^2}$, $3. \times x$ et $5. \times a$; faire la somme algébrique $(3. \times x) + \left(\frac{y}{z^2}\right) + (5. \times a) - b$ et affecter le résultat à la variable u.

Au contraire, l'instruction :

$u = \left(3. \times x + \frac{y}{z}\right) * * 2 + 5. x (a - b)$ signifie : calculer le produit $3. \times x$ puis le quotient $\frac{y}{z}$; ajouter les deux résultats partiels et élever au carré la somme obtenue ; calculer ensuite la différence $a - b$, multiplier le résultat par 5 et ajouter le nombre obtenu au carré précédemment calculé ; affecter enfin le résultat à la variable u. Il ne peut guère exister de langage plus simple pour faire exécuter des opérations algébriques à une machine. C'est ce qui explique le nom de fortran, abréviation de **for**mulation **tran**slator, traduction anglaise de traducteur de formules.

Dans l'instruction précédente, nous avons fait suivre d'un point les nombres entiers 3 et 5 car, en fortran, deux sortes de nombres sont distingués :

— les nombres dits *réels* qui ont treize chiffres significatifs au maximum, une virgule située n'importe où après l'un de ces treize chiffres et un signe (par exemple : — 5,32 ; + 533,73 ; + 5) ; ces nombres doivent être suivis d'un point ;

— les nombres dits *entiers* qui ont treize chiffres significatifs au maximum, un signe et pas de virgule (par exemple : + 25 382 ; — 25 ; + 5).

Un ordre de double précision, placé en début de programme, permet de faire passer ce nombre de chiffres significatifs de treize à vingt-six. À l'intérieur d'un même calcul, il est interdit de mélanger des nombres entiers et des nombres réels : dans une instruction, il faut donc que les nombres d'une suite d'opérations soient tous entiers ou tous réels (exception faite du nombre qui suit le signe de l'élévation à la puissance qui est toujours entier).

Les variables pourront donc avoir soit une valeur entière, soit une valeur réelle ; la distinction entre ces variables est faite grâce à une lettre. En effet, tout nom de variable peut être formé de huit signes alphanumériques au maximum, le premier devant être alphabétique ; ce premier signe sera la lettre *i, j, k, l, m* ou *n* si la variable ne peut prendre qu'une valeur entière ; une autre lettre si la variable ne peut prendre qu'une valeur réelle.

Dans l'ensemble précédent, *u, x, y, z, a* et *b* sont des variables réelles. Il fallait donc rendre réels les nombres 3 et 5, ce qui fut fait en les transformant en 3. et 5. (les Anglo-Saxons utilisaient en effet le point à la place de la virgule et c'est cette convention qui a été retenue pour le fortran). Il est possible de rendre réelle une variable entière grâce à l'ordre *Integer*.

Toutes les fonctions mathématiques classiques peuvent être réalisées en fortran grâce à l'utilisation de sous-programmes, le plus souvent livrés par le constructeur ; pour obtenir le sinus de l'angle *x*, il suffit d'écrire SIN (*x*) ; de même pour la racine carrée de *Z*, il suffit d'écrire SQRT (*Z*).

Un programmeur peut élaborer autant de sous-programmes qu'il est nécessaire ; ils sont placés à la fin du programme principal. Chacun d'eux est précédé d'un ordre : SUBROUTINE NOM (A_1 A_2 A_3).

SUBROUTINE est un mot fortran qui ne peut être modifié ; NOM est le nom du sous-programme qui peut être choisi librement par le programmeur ; A_1, A_2, A_3 sont les arguments du sous-programme.

Pour utiliser le sous-programme à un endroit quelconque du programme principal, il suffit d'écrire l'instruction : CALL NOM (Z_1, Z_2, Z_3). CALL est un mot fortran qui ne peut être modifié, NOM est le nom du sous-programme qui figure déjà dans l'instruction Subroutine ; Z_1, Z_2, Z_3 sont des variables qui ont une valeur bien précise, sur lesquelles doivent être exécutés les calculs indiqués dans les sous-programmes. Le compilateur automatique effectuera le remplacement automatique des variables sans valeur A_1, A_2 et A_3 du sous-programme par les variables Z_1, Z_2, Z_3.

Trois ordres de rupture de séquence sont particulièrement employés en fortran : l'ordre GO TO, l'ordre IF et l'ordre DO.

L'ordre GO TO qui signifie en anglais **« allez à »** est un **ordre de saut obligatoire ;** il est suivi d'un nombre qui précise le numéro de l'instruction où il faut sauter. Exemple : GO TO 25 : aller à l'instruction n° 25.

L'ordre IF est un ordre de **saut conditionnel ;** il s'utilise ainsi :

IF (X) I, J, K.

IF est suivi d'une expression algébrique symbolisée ici par X qui doit être entre parenthèses et peut être entière ou réelle ; puis viennent trois nombres entiers, différents ou non. Cet ordre provoque le calcul de l'expression algébrique : si le résultat est un nombre négatif, l'instruction suivante à exécuter est l'instruction n° I ; si c'est zéro, c'est l'instruction n° J et si c'est un nombre positif, c'est l'instruction n° K.

L'instruction DO est une **instruction qui commande une boucle** (point de départ) ; elle s'utilise comme dans l'exemple suivant :

DO 100 I = 6, 399, 3

DO est un mot fortran qui ne peut être modifié ; après un espace blanc, figure un nombre entier (ici 100) qui indique le numéro de la dernière instruction de la boucle. I est un compteur : à la première boucle, il prend la valeur 6, à la seconde la valeur 9, à la troisième la valeur 12... le pas de cette progression est le troisième nombre qui suit l'indication I (ici 3) ; le nombre maximal de cette progression est 399 (indiqué par le second nombre). Ainsi, il y a exécution des instructions de la boucle (situées entre l'instruction DO et l'instruction n° 100 comprise) jusqu'à ce que le compteur atteigne la valeur 399 ; chaque fois que l'instruction n° 100 a été exécutée, il y a retour à l'instruction DO (rupture de séquence). Après 131 exécutions des instructions de cette boucle, le compteur I marque la valeur 399, et le calculateur ne revient donc pas à l'ordre DO après avoir exécuté l'instruction n° 100, il continue en séquence.

L'instruction d'entrée est l'instruction de lecture READ ; l'instruction de sortie est l'instruction d'écriture WRITE.

Chacune de ces deux instructions est formée comme le montrent les exemples suivants :

READ (5,100) A, B, K.
WRITE (6,110) Z, T, U, V.

Dans une parenthèse qui suit immédiatement le mot fortran READ ou WRITE, sont contenus deux nombres :

— le premier indique l'unité périphérique qui est utilisée pour l'opération de sortie (imprimante, lecteur de cartes...),

— le deuxième indique le numéro d'une instruction de FORMAT, sa signification sera donnée immédiatement.

Après la parenthèse, viennent les noms des variables qui doivent être lues ou écrites.

L'instruction FORMAT précise combien chaque nombre a de chiffres et, dans le cas d'un nombre réel, où est située la virgule. C'est également dans l'instruction FORMAT qu'est indiqué le nombre de blancs ou espaces qui séparent les nombres représentant les valeurs des différentes variables.

Pour illustrer cela, voici écrit en fortran, le programme qui permet de résoudre une équation du second degré et dont l'algorithme a déjà été donné (V. ci-dessus § 1) :

$$ax^2 + bx + c = 0;$$

a, *b*, *c*, et *x* sont des nombres réels.

```
    READ (6,100) a, b, c. <------------> lire a, b, c.
100 FORMAT (F5.2,2X,F5.2,2X,F5.2)
                    <----> présentation de a, b, c.
    IF (b ** 2 — 4. × a × c) 1, 2, 3.
          <------> (si (b² — 4 ac) < 0 aller en 1
                   (si (b² — 4 ac) = 0 aller en 2
                   (si (b² — 4 ac) > 0 aller en 3
  1 WRITE (6,101)
101 FORMAT (10X, ' il n'y a pas de racine ')
    GO TO 6 <------------> aller à l'instruction n° 6
              b
  2 X1 = — ——— × a
              2.
    X2 = X1
    GO TO 5
  3 X1 = (— b + SQRT (b ** 2 — 4.*a*c))/2.*a)
    X2 = (— b — SQRT (b ** 2 — 4.*a*c))/2.*a)
  5 WRITE (6,102) X1, X2.
102 FORMAT (10X, F7.2, 2X, F7.2)
  6 STOP
    END
```

Ce langage présente cependant un point faible qui le rend difficilement utilisable en gestion : il ne permet pas de traiter facilement de gros fichiers. C'est ce qui a amené les constructeurs à créer de nouveaux langages et notamment le **cobol.**

2.7. Le cobol (common business oriented language). — Avant 1958, il n'y avait aucun langage facilement utilisable pour des applications mettant en œuvre des fichiers importants et sur toutes les machines ; chaque constructeur proposait un langage. En 1958, à partir d'une demande du département de la Défense des États-Unis d'Amérique, les grands constructeurs se sont réunis et ont défini un langage commun : le **cobol.** Depuis 1965, il y a un compilateur cobol sur toutes les machines importantes. Un programme cobol comporte quatre parties distinctes :

1° la **division identification** ne comportant souvent que quelques lignes ; elle permet d'identifier le programme, son auteur et fournit quelques autres renseignements utiles au programmeur ;

2° la **division environnement** décrit les caractéristiques du calculateur utilisé ;

3° la **division données** décrit la structure des fichiers extérieurs au calculateur et sur lesquels le programme doit être appliqué ;

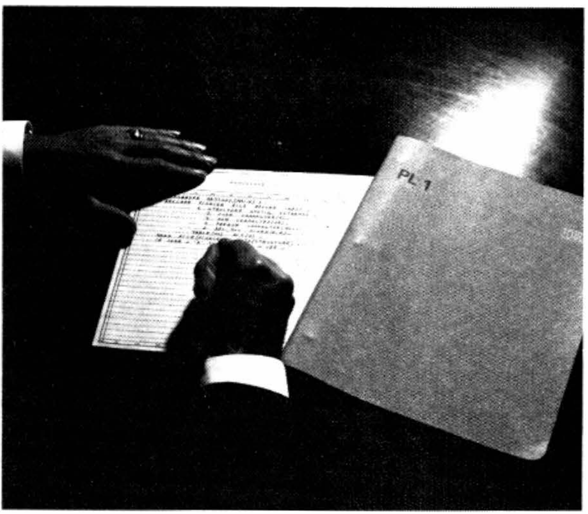
4° la **division procédure** décrit les opérations à effectuer. Elle constitue donc le programme véritable : c'est la suite des instructions d'opérations et de rupture de séquence qui décrit l'algorithme de traitement suivant certaines règles. Cette division est en principe écrite une fois pour toutes et peut être utilisée dans des programmes traités dans des machines différentes (la division environnement au contraire doit être modifiée). Le tableau ci-après montre le caractère peu mathématique du cobol comparé au fortran.

En fait, le cobol est un langage avec beaucoup de mots, presque un langage littéraire ; pour exprimer une instruction, il y a souvent plusieurs possibilités ; mais la structure d'un programme est en général très différente de la structure de la machine : la compilation est donc toujours une opération très longue, et de nombreux petits ordinateurs n'ont pas la place nécessaire pour contenir le compilateur cobol dans leur mémoire ; de plus, de nombreuses opérations logiques ne peuvent être faites que très difficilement en cobol.

FORTRAN	COBOL
$y = A + B + C$	ADD *A*, *B*, *C* giving *y*.
$y = C - (A + B)$	SUBSTRACT *A*, *B* from *C* giving *y*.
$y = A \times B$	MULTIPLY *A* by *B* giving *y*.
$y = \frac{A}{B}$	DIVIDE *A* int *B* giving *y*.

Les domaines d'utilisation du fortran et du cobol sont donc nettement séparés. Cette dichotomie entre les deux langages est cependant très gênante : les scientifiques voulant profiter de l'apport de l'informatique sont amenés à utiliser des fichiers souvent très importants et la programmation en fortran n'est pas sans poser des problèmes ; d'autre part, avec le développement de la recherche opérationnelle, les gestionnaires ont davantage de calculs à faire et le cobol ne permet pas de les programmer très facilement. Un langage dit *universel*, bien adapté à la fois aux calculs algébriques et logiques et au traitement des fichiers se révéla vite indispensable.

2.8. PL 1. — Le **PL 1** ou **programming language n° 1** permet de programmer facilement n'importe quelle application ; en fait il a été créé à partir du fortran, du cobol et de l'algol (langage très adapté aux calculs booléens). Ceux qui l'ont mis au point (I.B.M.) ont fait une synthèse intéressante des aspects positifs des langages précédents.



(I.B.M.)

Fig. IV-15 — Programmation en PL 1

Il ne peut être exposé en quelques lignes, mais nous présenterons un de ses grands avantages : l'existence des *déclarations indirectes*. Le PL 1 est en effet un langage très complexe, permettant de tout programmer mais il serait cependant ridicule d'avoir à l'apprendre pour écrire un simple petit programme. C'est pourquoi, il n'est pas nécessaire de connaître toutes les possibilités du PL 1 pour faire un programme : ainsi, s'il faut que la variable *b* prenne des valeurs dans l'ensemble des complexes, il est nécessaire de le préciser et, en l'absence d'indications, la valeur de *b* est un nombre réel. De même, il n'est pas besoin de connaître toutes les possibilités du PL 1 dans le domaine de l'algèbre de Boole pour écrire un programme de calculs algébriques.

Le PL 1 est donc un langage très performant ; nous sommes cependant encore loin du langage vraiment universel, c'est-à-dire parlé par tous.

3. LES DIFFÉRENTS MODES D'UTILISATION DE L'ORDINATEUR

3.1. Utilisations d'un ensemble électronique

3.1.1. Mode direct et mode indirect (traitement par lots). — Les premiers ordinateurs furent utilisés programme après programme: chaque utilisateur (ou son programmeur-opérateur) allait à tour de rôle dans la salle-machine et travaillait avec l'ordinateur; quand il avait terminé, il laissait la place à son collègue. Par la suite, pour supprimer les temps morts, les informaticiens ont chargé plusieurs programmes en même temps et un programme spécial, dit *superviseur*, assurait alors l'enchaînement automatique des différents programmes. Ils gagnaient ainsi du temps d'unité centrale, mais perdaient du côté dialogue homme-machine.

Le premier mode d'utilisation (dit *mode direct*) permettait au programmeur d'être à côté de la machine; dans les cas assez fréquents d'erreurs, il pouvait immédiatement faire des corrections et même, au vu des résultats, faire des modifications de programme; dans le deuxième mode (dit *mode indirect*), ce dialogue entre le programmeur et la machine avait disparu; les corrections ne pouvaient avoir lieu que bien après que l'erreur ait été signalée. Ce dernier mode d'utilisation, appelé aussi *traitement par lots* ou « *batch process* » n'apportait que de faibles améliorations: un seul programme était traité à la fois (et nous savons que ce sont les opérations d'entrée et de sortie qui sont infiniment plus longues que les opérations dans l'unité centrale). Le mode indirect n'évite pas l'inconvénient majeur de tout traitement: l'unité centrale travaille pendant peu de temps (1 à 5 % du temps total de traitement).

3.1.2. Multiprogrammation. — Pour remédier à cet inconvénient, les informaticiens ont mis au point un nouveau mode d'utilisation: la **multiprogrammation.** La machine traite en même temps plusieurs programmes. Dans le cas précédent, il y a déjà deux programmes en mémoire centrale: le programme de l'utilisateur et le programme dit *superviseur;* cette présence simultanée de plusieurs programmes a été généralisée: plusieurs programmes à exécuter sont introduits en mémoire avec un programme superviseur plus important. Dès qu'une opération d'entrée-sortie est à exécuter, après une interruption et en même temps que l'unité périphérique travaille, l'unité centrale exécute des instructions d'un autre programme. Ainsi, l'unité centrale, la partie la plus coûteuse de l'ordinateur, est beaucoup mieux utilisée. En revanche, le temps total nécessaire au traitement d'un programme est légèrement augmenté; cette durée peut d'ailleurs devenir très grande si les règles de priorité ne sont pas respectées. La multiprogrammation nécessite des ordinateurs avec des mémoires de grande capacité et elle ne rapproche pas du tout l'homme de la machine.

3.1.3. Traitement en temps partagé. — Le mode d'utilisation appelé **« time-sharing »** que nous traduisons en français par **temps partagé,** n'est pas fondamentalement différent des précédents, mais il est beaucoup plus performant. Les programmes n'ont plus un ordre de priorité bien défini: ils sont traités durant des intervalles de temps identiques qui leur sont alloués à tour de rôle. Pendant chacun de ces intervalles de temps, grâce au superviseur, toutes les possibilités de l'ordinateur sont réservées au programme exécuté. Les tranches de temps sont si petites, que les programmes paraissent traités *simultanément*. Si le nombre de programmes destinés à être exécutés « en même temps » n'est pas trop important et si les tranches de temps allouées successivement au traitement de chaque programme sont bien choisies (en fonction du temps moyen d'exécution des différents programmes), l'exécution d'un programme est commencée « immédiatement » après son chargement. De plus, si l'exécution du programme ne demande pas beaucoup de temps dans l'unité centrale, la réponse de l'ordinateur est « immédiate » elle aussi. Par ce moyen, la possibilité de contact direct entre la machine et l'utilisateur est rétablie: ce dernier, travaillant sur un périphérique d'entrée-sortie (par exemple, un terminal à clavier ou à tube cathodique), a l'impression que l'ordinateur ne travaille que pour lui.

Ce traitement en temps partagé met en évidence le rôle fondamental des mémoires-tampons (ou *buffers*) et des canaux. C'est grâce à eux que l'unité de calcul et les unités d'entrée-sortie fonctionnent simultanément et indépendamment les unes des autres. Les informations introduites dans la machine ne sont pas directement enregistrées dans la mémoire centrale mais dans la mémoire-tampon et, pendant cette opération, l'unité centrale peut travailler librement; quand l'opération d'entrée est finie ou lorsque la mémoire est complètement utilisée, elle est lue d'un seul coup, c'est-à-dire déchargée entièrement en mémoire centrale. De même, à la sortie, l'information stockée en mémoire centrale n'est pas directement transférée au perforateur de cartes ou même sur l'écran cathodique; elle est d'abord reçue dans la mémoire-tampon du canal et, après ce déchargement (qui est très rapide), l'unité centrale peut continuer à travailler. Pendant ce temps, grâce à l'organe de contrôle du canal, l'écriture est effectuée et les informations sont transférées de la mémoire-tampon à une unité de sortie (perforateur, tube cathodique, etc.).

3.1.4. Télétraitement. — Le **télétraitement** est l'utilisation de l'ordinateur à distance. L'unité d'entrée-sortie est reliée à l'ordinateur par l'équivalent d'une ligne téléphonique. Elle comprend des mémoires-tampons et des organes de télécommunications, notamment des « *modoms* », appareils qui peuvent à la fois moduler du courant (pour envoyer des informations) et le démoduler (pour recevoir des informations). Les informaticiens utilisent le télétraitement pour le traitement par lots, mais également de plus en plus pour le traitement en temps partagé. Ainsi, de plus nombreux utilisateurs peuvent se servir du même ordinateur et le rentabiliser. De plus, le dialogue direct homme-machine est encore possible sans être à côté de l'ordinateur.

Ce dialogue à distance a de nombreuses applications, une des plus importantes étant peut-être l'utilisation croissante des *banques de données:* les mémoires auxiliaires permettent de stocker facilement d'énormes quantités d'informations et, grâce au télétraitement, les utilisateurs peuvent y avoir très facilement accès, même de loin.

3.1.5. Multitraitement. — Un mode de traitement assez fréquent, le **multitraitement** (ou multi-processing) ne doit pas être confondu avec la multiprogrammation; il n'y a pas nécessairement plusieurs programmes qui sont exécutés en même temps, mais il y a au contraire plusieurs unités de traitement (mémoire, unité de contrôle, unité de calcul) qui travaillent en même temps: ainsi, en cas de panne d'une unité, les conséquences ne sont pas aussi graves que dans le cas où celles-ci ne peuvent être relayées.

3.1.6. Traitement en temps réel. Traitement en temps utile. — Dans un **traitement en temps réel,** l'information qui arrive sur l'ensemble électronique est traitée immédiatement. Ce n'est plus l'unité centrale qui commande les entrées d'informations à partir d'un programme (ce programme étant présenté selon un ordre de priorité déterminé), mais ce sont les informations qui déterminent le fonctionnement de l'ordinateur lorsqu'elles parviennent à celui-ci.

Si les informations sont stockées un certain temps en mémoire et sont traitées par la suite, il s'agit d'un **traitement en temps utile.** Il faut évidemment que ce délai d'attente soit suffisamment court pour que l'information n'ait pas perdu toute sa valeur. Dans la mesure où cette condition est réalisée, un traitement en temps utile est souvent préférable à un traitement en temps réel, car la fiabilité est considérablement augmentée.

3.2. Quelques informations supplémentaires

3.2.1. Temps partagé et multiprogrammation. — Le temps partagé et la multiprogrammation ont pour but essentiel une meilleure utilisation de l'unité centrale. Pour ce faire, dans les deux cas il y a traitement « simultané » de plusieurs programmes sous le contrôle d'un autre programme. Cependant, les différences entre ces deux modes d'utilisation sont nombreuses et concernent essentiellement l'utilisation de l'unité centrale, c'est-à-dire, d'une part, l'occupation de la mémoire, d'autre part, les règles de priorité de traitement.

En **multiprogrammation, tous les programmes traités sont constamment en mémoire centrale :** celle-ci est donc partagée entre le compilateur, le superviseur et les différents programmes ; il faut donc des mémoires importantes. Le traitement de programmes exigeant de nombreuses mémoires est impossible, de même que l'utilisation de programmes d'une bibliothèque. Nous comprenons la nécessité d'un système spécial de « protection mémoire » destiné à isoler les différents programmes entre eux en leur attribuant une zone bien définie en mémoire centrale. Au contraire, **en temps partagé, chaque programme dispose de la totalité des ressources pendant qu'il est traité,** c'est-à-dire notamment de toute la mémoire centrale (qu'il partage uniquement avec le superviseur et le compilateur) ; les autres programmes, qui seront traités pendant les tranches de temps suivantes, sont dans une mémoire auxiliaire avec les programmes de la bibliothèque (il est cependant nécessaire que cette mémoire auxiliaire soit d'accès assez rapide). En temps partagé, il est donc possible de traiter des programmes qui prennent beaucoup de place en mémoire centrale et d'utiliser les sous-programmes et programmes d'une bibliothèque. Par ailleurs, dans de nombreux cas, une plus grande place disponible en mémoire centrale permet d'augmenter considérablement la vitesse de traitement ; cet avantage est à mettre également à l'actif du temps partagé.

Si, dans les deux cas, l'enchaînement des travaux est automatique, les règles d'ordonnancement de ces travaux et donc de priorité, sont totalement différentes. En multiprogrammation, chaque programme, avant d'être entré en machine, a un degré de priorité fixé par l'utilisateur : il y a donc une hiérarchie des tâches ; au contraire, en temps partagé, tous les programmes ont le même degré d'urgence.

Pour bien montrer les différences entre ces deux modes d'utilisation, prenons deux exemples et voyons comment dans chaque cas sont gérées les *interruptions* (dans le langage des informaticiens, une interruption est la possibilité réservée à l'unité centrale de suspendre l'exécution d'un programme pour passer à celle d'un autre programme ou pour donner une instruction à un périphérique). Signalons que les *interruptions internes* sont provoquées par l'unité centrale (par exemple : interruption-horloge) et que les *interruptions externes* sont provoquées par les éléments périphériques. C'est le superviseur qui permet de gérer ces interruptions, c'est-à-dire qui indique quelle est la prochaine instruction à exécuter.

Imaginons que la machine travaille en multitraitement avec quatre programmes qui seront appelés *P*1, *P*2, *P*3, *P*4 ; pour simplifier, ajoutons que les nombres 1, 2, 3 et 4 correspondent également à des degrés de priorité, le traitement de *P*1 étant le plus urgent.

L'unité centrale commence par exécuter les instructions de *P*1, et cela jusqu'à ce qu'une instruction faisant appel à un périphérique soit rencontrée ; à ce moment-là, il y a une interruption. L'instruction est donnée au périphérique qui doit l'exécuter et le superviseur « ordonne » à l'unité centrale de continuer à travailler sur les instructions du programme *P*2. Dès qu'apparaît une instruction faisant appel à une unité périphérique, il y a, à nouveau, interruption : elle est gérée de la même façon que l'interruption précédente, et c'est donc le programme *P*3 qui commence à être traité. Certaines interruptions sont provoquées par la fin de traitement d'une unité périphérique et elles peuvent être prioritaires si elles concernent un programme prioritaire. Ainsi, si l'unité périphérique a terminé le traitement de *P*1 pendant que l'unité centrale est en train de traiter *P*2, il y a interruption : le traitement de *P*2 est arrêté et l'unité centrale continue le traitement de *P*1 jusqu'à ce qu'elle rencontre une autre instruction du type entrée-sortie. Il n'en est pas de même dans le cas contraire puisque *P*1 est prioritaire. Ainsi, en multiprogrammation, les interruptions sont gérées de telle sorte que le programme de plus grande priorité soit exécuté aussi vite que possible.

Avec ce système d'interruption, l'unité centrale fonctionne en permanence, mais le temps moyen d'exécution d'un programme est supérieur à ce qu'il est en temps partagé. En effet, indépendamment du temps perdu par manque de place en mémoire centrale, il y a le fait que tout programme (sauf s'il est de grande priorité) n'est exécuté qu'après les programmes urgents : ainsi, dans notre exemple, le programme *P*4 a peu de chance de passer rapidement.

Imaginons maintenant que l'ordinateur travaille en temps partagé et supposons que la tranche de temps allouée à chaque programme soit de 0,1 seconde (temps très long pour un traitement en unité centrale car, avec un cycle de 2 μs, cette unité peut exécuter 50 000 instructions élémentaires pendant cette tranche de temps). Les programmes *P*1, *P*2, *P*3, *P*4 ont le même degré d'urgence : ils sont donc rangés dans une file d'attente, selon leur ordre d'arrivée que nous supposons être : *P*2, *P*4, *P*3, *P*1.

*P*2 est en train d'être exécuté par l'unité centrale : cette exécution dure 0,1 seconde, à moins qu'elle ne soit interrompue par une instruction d'entrée-sortie. Si l'unité centrale n'en rencontre aucune, il n'y a interruption qu'à la fin de la tranche de temps allouée : le programme *P*2, avec les résultats partiels, est alors envoyé dans une mémoire auxiliaire et le programme suivant soit *P*4 est introduit en mémoire centrale. Supposons qu'au bout de 0,06 seconde, il y ait une instruction de sortie : celle-ci provoque une interruption et l'exécution de *P*4 est suspendue. Pendant que l'unité périphérique effectue le travail correspondant à cette interruption, *P*3 commence à être exécuté par l'unité centrale. Cette fois, trois cas d'interruption (et non plus deux) sont possibles :

— l'unité centrale rencontre une instruction d'entrée-sortie dans le programme *P*3 ;

— il ne se passe rien et le programme *P*3 est traité pendant 0,1 seconde ;

— le traitement de *P*4 dans l'unité périphérique se termine. Comme le traitement de ce programme a été arrêté à 0,06 s, il est prioritaire et l'exécution de *P*3 est arrêtée ; *P*4 revient en unité centrale mais cette fois pour une tranche de temps de 0,04 s au maximum. Donc, bien qu'a priori il n'y ait pas de priorité des programmes, l'utilisation complète de la tranche de temps allouée à chacun d'eux impose encore une gestion des files d'attente comme précédemment. D'autre part, en télétraitement, l'unité centrale commence l'exécution d'un programme très peu de temps après qu'il ait été introduit : si sur 50 terminaux reliés à un ordinateur, 10 demandent simultanément l'exécution d'un programme, chacun attendra au maximum 1 seconde. Si le problème posé demande peu de temps de traitement dans l'unité centrale, la réponse est donnée immédiatement (après quelques secondes) : l'utilisateur a ainsi l'impression de disposer entièrement de l'ordinateur.

3.2.2. Télétraitement. — Le télétraitement nécessite un ordinateur, un circuit de transmission et un terminal qui est l'unité périphérique située à distance.

L'ordinateur et les terminaux fonctionnent exactement de la même façon que ceux employés pour les autres modes de traitement. Pour les circuits de transmission, quelques précisions doivent être apportées (V. t. 2, Télécommunications).

L'unité utilisée pour caractériser une ligne de transmission (appelée canal en théorie de l'information) est le *baud* : c'est le nombre de bits d'informations transportés par seconde. Ils ne sont pas tous significatifs : en effet, il y a des *bits de service* propres au fonctionnement de la ligne et des *bits de contrôle* qui sont particulièrement importants dans une ligne de transmission ; il y a toujours des bruits dont les conséquences sont peu importantes pour une conversation téléphonique (syllabe mal entendue) mais sont dramatiques dans le cas d'une transmission d'informations sous forme binaire (réception d'un 0 à la place d'un 1 ou le contraire). Ainsi, une ligne de 50 bauds est nécessaire pour transporter 4 caractères alphanumériques par seconde, soit 24 bits significatifs.

La transmission de l'information peut être réalisée au moyen de deux réseaux différents : le réseau télégraphique et le réseau téléphonique. Les circuits télégraphiques utilisent du courant continu et se prêtent bien au transport d'informations en code binaire ; le réseau téléphonique ne permet pas de transporter directement des bits 0 et 1 : il faut moduler un courant porteur (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1), puis le démoduler à la réception (le même appareil permet de faire les deux opérations, il est appelé *modom*).

Trois types de liaisons téléphoniques peuvent être employés :
— la *liaison simplex* qui permet l'émission d'informations dans un seul sens ;
— la *liaison half-duplex* qui permet de transporter l'information dans les deux sens mais successivement ;
— la *liaison duplex* qui permet de transporter l'information dans les deux sens « simultanément ».

Il est évident que le dialogue homme-machine, c'est-à-dire la possibilité de demander un traitement à l'ordinateur, puis de recevoir la réponse, impose l'installation d'une liaison half-duplex au moins. En cas de travail en temps réel, c'est-à-dire si les informations arrivent de manière aléatoire (et donc peuvent arriver à des intervalles de temps très rapprochés) et si la réponse doit être immédiate, une liaison duplex est nécessaire.

CHAPITRE V
APPLICATIONS DE L'INFORMATIQUE

Il n'est pas possible, ni utile, de présenter les nombreuses utilisations de l'ordinateur. Quelques exemples suffiront pour mettre en évidence la façon dont il est utilisé et les services précis qu'il rend.

1. UTILISATIONS D'UN ORDINATEUR : STOCKAGE ET TRAITEMENT

1.1. La banque de données. — Une banque de données est formée :

— d'une mémoire pour stocker les informations de manière organisée,
— de circuits d'enregistrement qui permettent des apports d'informations nouvelles,
— de circuits de lecture qui permettent d'avoir accès à ces informations.

L'utilisation des banques de données au sein d'une organisation (notamment d'une entreprise) permet à tous les services d'avoir accès aux mêmes informations et dans des délais très courts. La consultation d'un fichier n'est plus une tâche rebutante demandant un temps considérable. Les renseignements nécessaires pour prendre une décision sont rapidement obtenus.

Plusieurs types de banques de données peuvent être distingués : les banques où les personnes (ou les machines) qui apportent l'information ne la lisent pas et inversement, et celles où une même personne (voire une même machine) peut apporter et lire l'information (fig. V-1). L'apport des

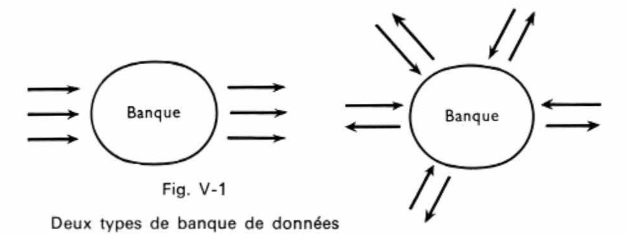


Fig. V-1

Deux types de banque de données

informations est l'opération la plus délicate : si la mise à jour est mal faite, ce sont toutes les utilisations ultérieures de la banque qui seront inefficaces, voire néfastes.

Les banques de données peuvent aussi être distinguées selon leurs utilisations : des personnes chargées de prendre une décision ont besoin d'informations récentes et élaborées ; au contraire, celles qui préparent les décisions demandent des informations récentes et élémentaires.

Autre distinction : certaines banques ne stockent que des informations élémentaires (brutes) tandis que d'autres sont réservées à des informations déjà traitées ; il s'agit là d'une utilisation plus complète de l'ordinateur puisqu'elle concerne aussi l'unité de calcul et la mémoire centrale.

1.2. La simulation. — Dans des conditions déterminées, le comportement d'un homme, d'un appareil, le déroulement d'un processus dépendent d'un certain nombre de variables. En leur attribuant les valeurs qu'elles prennent dans la réalité, il est possible de connaître ce comportement ou ce déroulement sans reproduire cette réalité : il y a **simulation.** L'ordinateur est particulièrement bien adapté pour fournir les valeurs des diverses variables surtout lorsqu'elles évoluent très rapidement.

Par exemple, en aéronautique, un simulateur de vol fournit toutes les cinq secondes la vitesse, l'altitude, la pression et la température à « l'extérieur de l'avion » ; le pilote, placé à l'intérieur d'une cabine, effectue les manœuvres imposées par ces résultats comme il le ferait dans un vol réel et, toujours comme s'il volait, d'autres indications apparaissent sur les cadrans ou le tableau de bord. Le simulateur de vol est énormément utilisé pour la formation des pilotes, car une heure de vol de simulation coûte moins cher qu'une heure de vol réel et surtout il n'y a pas de risque de catastrophe.

Cette simulation est facilement réalisable car l'ordinateur délivre des informations déterminées, certaines étant fonction des boutons touchés par le « pilote », donc fonction d'informations qui lui sont apportées. À partir de ces informations, d'autres sont élaborées selon certaines lois qui, dans l'exemple considéré, sont définies par les lois de l'aérodynamique et par les caractéristiques de l'avion.

Il est possible de simuler n'importe quelle activité, à condition de connaître les liaisons qui existent entre l'information initiale et l'information résultante. Ainsi, nous retrouvons, d'une part, la nécessité de l'analyse et de l'algorithme et, d'autre part, le caractère général et universel des services qu'un ordinateur peut rendre (grâce à la variété des programmes qui peuvent être établis). La simulation est très utilisée pour l'entraînement des astronautes et des cosmonautes, et pour l'étude du fonctionnement d'usines, d'aéroports (construits ou non), pour définir l'évolution de sociétés ou de groupes sociaux dans des conditions déterminées c'est-à-dire, dans tous les cas, pour préparer des décisions.

2. TROIS TYPES D'APPLICATION

2.1. Un problème d'ordonnancement. — Il consiste à ordonner un certain nombre de tâches ou travaux et plus précisément à définir entre quelles dates chaque tâche peut, et doit, être commencée. Supposons, par exemple, que la construction d'une route doive être réalisée aussi rapidement que possible ; cette construction est décomposée en un ensemble de tâches (par exemple : études de tracé, travaux de terrassement, fondations, goudronnage, etc.) et l'ordre des travaux ainsi que la durée d'exécution de chaque tâche sont fixés (les travaux de terrassement peuvent commencer avant que les études de tracé soient terminées et approuvées).

Les informaticiens, et plus spécialement les chercheurs opérationnels dont nous reparlerons tout à l'heure, ont mis au point des algorithmes qui permettent de résoudre ce type de problème sur ordinateur. Il est évident que s'il y a quatre tâches à exécuter, tous les calculs peuvent se faire de tête ; il n'en est plus de même s'il y en a 10 000 ou 50 000, avec de nombreuses relations d'antériorité. C'est un de ces algorithmes que nous allons présenter.

Supposons qu'il y ait 6 tâches *A*, *B*, *C*, *D*, *E* et *F* à exécuter : elles doivent durer respectivement 3, 9, 6, 5, 8 et 7 unités de temps et les relations d'antériorité sont :

B et *F* doivent être terminées pour que l'on puisse commencer *C* ;
E et *D* doivent être terminées pour que l'on puisse commencer *F* ;
B ne pourra commencer que lorsque *D* sera terminée ;

E et *D* ne pourront commencer que lorsque *A* sera terminée.

Pour utiliser l'ordinateur, il faut mettre en équation le problème et plus précisément sa solution. Nous allons donc commencer par le représenter algébriquement. Nous appellerons respectivement t_A, t_B, t_C, t_D, t_E, t_F les dates auxquelles il est possible de commencer les tâches *A*, *B*, *C*, *D*, *E* et *F*.

Dire que *B* doit être terminée pour que l'on puisse commencer *C*, c'est dire qu'entre t_B et t_C il faut un délai au moins égal à 9 unités de temps (qui représente la durée d'exécution de la tâche *B*) :

$$t_C - t_B \geqslant 9 \qquad (1)$$

Pour des raisons analogues, nous pouvons écrire la série d'inéquations suivantes :

$$t_C - t_F \geqslant 7 \qquad (2)$$
$$t_F - t_E \geqslant 8 \qquad (3)$$
$$t_F - t_D \geqslant 5 \qquad (4)$$
$$t_B - t_D \geqslant 5 \qquad (5)$$
$$t_E - t_A \geqslant 3 \qquad (6)$$
$$t_D - t_A \geqslant 3 \qquad (7)$$

Ces sept inéquations représentent toutes les informations en notre possession pour trouver la date la plus proche pour commencer l'exécution de chaque tâche. Il reste à résoudre ce système, c'est-à-dire à calculer $t_A, t_B, \ldots, t_F$ de telle sorte :

— qu'ils soient minimaux,
— qu'ils vérifient ces inégalités.

Pour l'algorithme, l'inéquation de numéro i ($1 \leqslant i \leqslant 7$) est écrite sous la forme générale suivante :

$$t_k - t_j \geqslant I$$

(si nous considérons l'inégalité numéro 1, il faut remplacer dans cette expression *k* par *C*, *j* par *B* et *I* par 9). L'algorithme est donné figure V-2. Il ne reste plus qu'à traduire cet algorithme dans un langage de programmation (par exemple en PL 1), à l'inscrire sur des cartes perforées ou à partir d'un télétype ainsi que les différentes inéquations, et à tout mettre en mémoire centrale ; quelques instants après, l'unité de sortie utilisée donne les résultats :

$t_A = 0$: nous pouvons commencer *A* tout de suite,
$t_B = 8$: nous pouvons commencer *B* dans 8 unités de temps,
$t_C = 18$,
$t_D = 3$,
$t_E = 3$,
$t_F = 11$.

Avec le même algorithme, en quelques secondes de plus, l'ordinateur aurait résolu un problème concernant plusieurs milliers de tâches alors que ce travail n'est pas réalisable par l'homme (du fait de sa longueur). Le programme est réutilisé en cours de travaux pour tenir compte des modifications dans les réalisations, c'est-à-dire avec des résultats sans cesse remis à jour, fonctions des avances et des retards dans le déroulement des diverses tâches : un gain de temps évalué à 30 % est ainsi obtenu dans la réalisation de gros travaux.

Remarque : Le lecteur peut essayer l'algorithme précédent (fig. V-2).

Au départ : $t_A = t_B = t_C = t_D = t_E = t_F = 0$

Première instruction : $i = 1$.

Deuxième instruction : lire l'inégalité n° 1 : $t_C - t_B \geqslant 9$.

Troisième instruction : la première inégalité est-elle vérifiée : $t_C - t_B \geqslant 9$? Sur le tableau $t_C = t_B = 0$: la réponse est donc NON. L'instruction suivante est à l'extrémité de la flèche NON.

Quatrième instruction : donner à t_K la valeur $(t_j + I)$; dans l'exemple considéré, il faut donner à t_C la valeur $t_B + 9 = 0 + 9 = 9$. Cette valeur est inscrite en mémoire et remplace la valeur initiale $t_C = 0$.

Cinquième instruction : est-ce que $i = 7$? NON (puisque $i = 1$).

Sixième instruction : i est remplacé par $(i + 1)$; i devient donc égal à 2.

Septième instruction : lire l'inégalité n° 2 : $t_C - t_F \geqslant 7$, etc. En opérant comme indiqué, les valeurs successives de $t_A, t_B, t_C, \ldots$, doivent être placées en mémoire, les premières sont inscrites sur le tableau suivant.

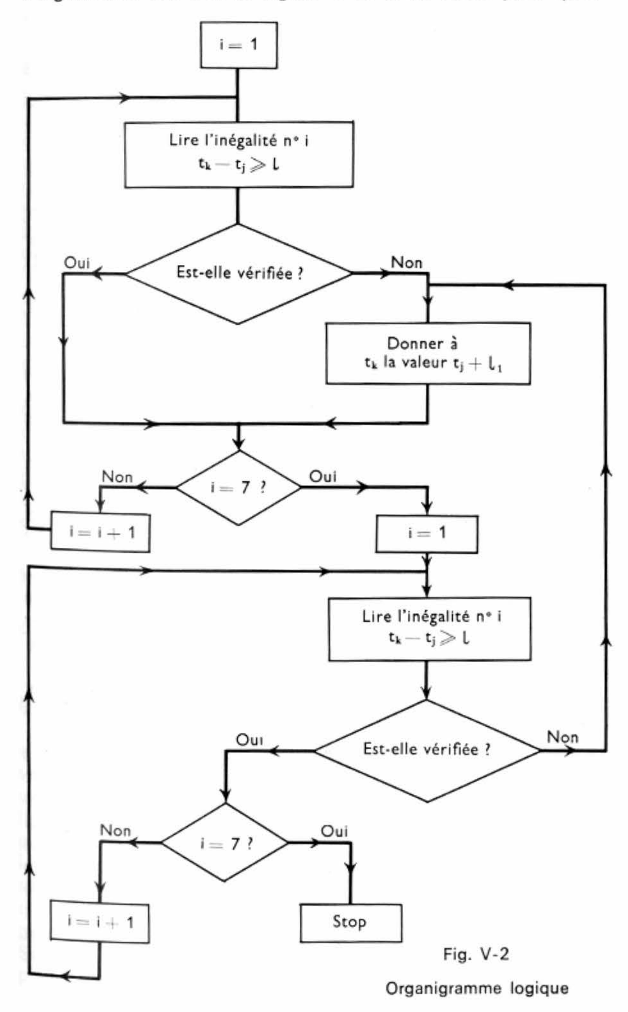


Fig. V-2

Organigramme logique

A	B	C	D	E	F	Valeurs obtenues pour satisfaire le système d'inégalités
0	0	0	0	0	0	au départ $t_A = t_B = \ldots = t_F = 0$
		9				inégalité 1
					8	inégalité 3
	5					inégalité 5
				3		inégalité 6
			3			inégalité 7
		14				inégalité 1
		15				inégalité 2
					11	inégalité 3
	8					inégalité 5
		17				inégalité 1
		18				inégalité 2
0	8	18	3	3	11	avec ces résultats toutes les inégalités sont satisfaites

Exécution de l'algorithme sur l'exemple

Grâce à ce court exemple, il est facile de comprendre comment des problèmes, qui n'étaient même pas abordés il y a quelques années, peuvent être résolus très rapidement au moyen de l'ordinateur. Son emploi est très fréquent pour préparer des décisions, pour rechercher les conditions *optimales* pour le fonctionnement d'une ou de plusieurs usines, pour la réalisation d'investissements, etc. C'est la **recherche opérationnelle.**



Fig. V-3 — Application de l'ordinateur à la recherche opérationnelle (calcul de la ration alimentaire d'une vache) (*B.G.E.*)

Dans cette catégorie d'applications, l'étude mathématique d'un problème amène souvent à considérer un système d'équations linéaires et une fonction doit être optimisée (le tout est appelé *programme linéaire*). Les compagnies pétrolières qui, à partir d'une ressource unique (pétrole brut), peuvent faire de nombreux produits, utilisent fréquemment ce type de programme pour déterminer leur gamme de production. De même, une usine comportant un nombre limité de machines devant servir ensemble à la réalisation de plusieurs produits, peut améliorer son plan de production grâce à l'utilisation d'un programme mathématique adapté. Toutes les compagnies d'aviation qui ont un nombre limité d'avions et d'équipages déterminent le nombre de vols sur chaque parcours qu'elles assurent grâce à des programmes de ce type.

2.2. Les files d'attentes. — Grâce à la simulation, il est possible de déterminer le nombre minimal d'employés à placer à différents guichets pour qu'il y ait, par exemple, moins de 5 % de clients qui attendent plus de 4 minutes. Il est nécessaire de définir le nombre de guichets, une loi d'arrivée et une loi de départ des clients. Il faut connaître le nombre moyen de clients qui peuvent arriver dans un intervalle de temps déterminé (5 minutes, par exemple) et également donner la dispersion autour de cette moyenne : ainsi, nous dirons qu'il arrive en moyenne 11 personnes par heure, mais qu'il y a :

10 % de chances pour qu'il en arrive plus de 20
10 % de chances pour qu'il en arrive entre 15 et 20
35 % de chances pour qu'il en arrive entre 10 et 15
25 % de chances pour qu'il en arrive entre 7 et 10
15 % de chances pour qu'il en arrive entre 3 et 7
5 % de chances pour qu'il en arrive moins de 3

C'est une distribution de probabilités. Il faut également posséder la distribution de probabilités du temps que met un employé à servir un client. L'ordinateur permet alors de simuler les arrivées et les départs des clients.

Pour illustrer la façon dont ce travail peut être réalisé nous allons simuler le lancement d'un dé normal puis celui d'un dé pipé. Un dé normal présente 6 faces portant respectivement les numéros 1, 2, 3, 4, 5 et 6 ; quand nous jetons le dé, il y a autant de chances pour qu'il tombe sur une face que sur une autre : la probabilité pour qu'il tombe sur l'une quelconque d'entre elles est $\frac{1}{6}$. Nous pouvons simuler le lancement du dé au moyen de 6 morceaux de papier, chacun portant un numéro différent compris entre 1 et 6, en tirant ces papiers au hasard. La probabilité pour tirer l'un quelconque des papiers est bien $\frac{1}{6}$ (lorsqu'un papier est tiré, il faut le mélanger à nouveau avec les autres pour que tous les tirages soient équivalents). Par ce moyen, nous simulons le jet de dés.

La simulation d'un lancer de dé pipé est fondée sur le même principe, mais il faut tenir compte de la façon dont le dé est truqué. Supposons que pour :

— 30 % des coups, nous obtenons le 6
— 20 % des coups, nous obtenons le 5
— 20 % des coups, nous obtenons le 4
— 10 % des coups, nous obtenons le 3
— 10 % des coups, nous obtenons le 2
— 10 % des coups, nous obtenons le 1

Pour la simulation, nous devons placer dans un chapeau trois morceaux de papier avec le numéro 6, deux avec le numéro 5, deux avec le numéro 4, un avec le numéro 3, un avec le numéro 2, un avec le numéro 1. En faisant un grand nombre de tirages au hasard (et en remettant les papiers dans le chapeau après chaque tirage) en moyenne nous obtenons trois fois plus de 6 que de 1 ; deux fois plus de 5 (ou de 4) que de 3 ou de 2. Ce tirage au hasard respecte ainsi la distribution de probabilités. Un autre procédé (applicable à l'ordinateur) permet d'obtenir le même résultat. Dans le chapeau sont placés dix morceaux de papier, chacun portant l'un des dix chiffres suivants : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Dans un tirage au hasard, la probabilité de sortie d'un chiffre est égale à $\frac{1}{10}$. Donc, pour la simulation, si la probabilité de réalisation d'un événement est $\frac{1}{10}$, il suffit de lui associer un seul chiffre, si cette probabilité est $\frac{2}{10}$, il faudra associer deux chiffres, etc. Dans l'exemple du dé pipé, nous associerons trois chiffres à 6 (par exemple : 0, 1 et 2), deux chiffres à 5 (3 et 4), deux chiffres à 4 (5 et 6) et un chiffre à 3, 2 et 1 (respectivement 7, 8 et 9). Ainsi, tirer le papier portant le chiffre 8 équivaut à obtenir un 2 avec le dé, etc. Si la distribution de probabilités n'était pas composée de multiples de 10 % mais est, par exemple : 7, 13 et 17 %, il suffit de considérer les 100 premiers nombres et de les inscrire sur 100 bouts de papier. Il faudra associer sept de ces nombres à l'événement de probabilité 7 % (par exemple : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6), treize à l'événement de probabilité 13 % (par exemple : 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19), etc.

En quelques minutes, il est donc possible de simuler ce qui se passerait au guichet réel en un jour, une semaine, un mois, voire un an (en tenant compte des variations saisonnières, par exemple), de déterminer le temps d'attente de chaque client, et la proportion de clients qui attendront plus de 4 minutes peut être effectuée. Si ces nombres sont trop grands, il suffit de recommencer la simulation en augmentant le nombre d'employés, et cela jusqu'à l'obtention d'une situation satisfaisante.

L'ordinateur permet donc de savoir quel est le nombre d'employés nécessaires pour que l'attente des clients ne dépasse pas une limite déterminée et s'il faut transférer des employés d'un guichet à un autre pour uniformiser le temps d'attente.

La simulation permet de prévoir ce qui peut se passer dans des conditions déterminées et de prendre les décisions qui s'imposent. Dans cette utilisation, la réponse de l'ordinateur est schématiquement la suivante : « telles conditions entraînent telle situation ». Elle diffère notablement de celle obtenue avec un programme de recherche opérationnelle qui est toujours schématiquement : « pour obtenir tel résultat optimal, il faut réaliser telles conditions ». Dans le second cas, par le moyen du programme, un critère de choix a été fourni à l'ordinateur et il ne faut surtout pas dire que la machine prend alors une décision, tandis que dans le premier cas, elle ne fait que des propositions. C'est l'homme qui a choisi d'obtenir les résultats sous ces formes différentes.

2.3. Réservation des places. — La réservation des places dans un avion est une opération complexe tant par le volume des informations à traiter (plusieurs milliers de demandes à l'heure) que par l'extraordinaire enchevêtrement des lignes aériennes sur lesquelles les passagers sont appelés à se déplacer.

L'utilisation d'un ordinateur s'est révélée très rapidement indispensable. Grâce aux techniques de multitraitement et de multiprogrammation, à un instant donné, une vingtaine de transactions peuvent être traitées dans les équipements centraux. Le dialogue avec les unités centrales s'établit à l'aide de périphériques répartis dans différents centres de réservation. Ces périphériques se composent d'un clavier (type machine à écrire) et d'un tube cathodique sur l'écran duquel s'affichent aussi bien les informations entrées au clavier que les réponses en provenance du calculateur. Ces équipements terminaux sont reliés aux équipements centraux par l'intermédiaire de lignes de télécommunications



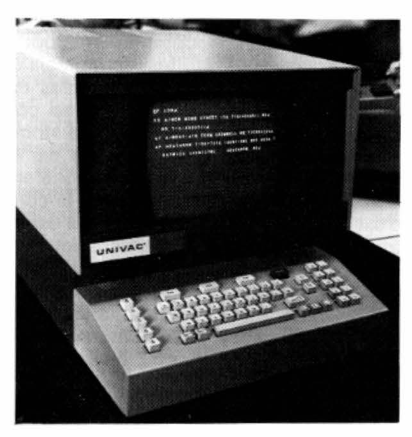


Fig. V-4

Terminal (*Air France*)

Une transaction classique de réservation s'établit de la manière suivante: l'agent compose sur son clavier une question, par exemple: « Y a-t-il deux places disponibles en classe touriste sur Paris-Rome, le 8 août aux environs de 09 h 00 ? ». Moins de trois secondes après l'envoi de la question au calculateur, il reçoit la réponse; dans l'exemple choisi, il s'agit d'une liste des vols Paris-Rome les plus proches de l'heure fixée et pour lesquels il y a des places disponibles. Dès lors, il ne reste plus à l'agent qu'à indiquer le vol choisi par le passager, le nom de ce dernier, etc. pour que ces informations utiles soient introduites en mémoire. De nombreux autres renseignements peuvent aussi être obtenus: horaires des différentes compagnies, formalités de santé, de police, etc.

Cet ordinateur est en outre un outil de gestion précieux car il permet une meilleure adaptation de l'offre à la demande, une orientation des ventes et, le cas échéant, une protection des ventes long-courriers. Pour les transporteurs, la réservation assume en effet une fonction économique très importante: obtenir le meilleur coefficient de remplissage des appareils.

Lorsque pour un vol, la réservation affiche « complet », le calculateur permet:

— d'orienter des passagers vers d'autres vols moins chargés,

— de provoquer la mise en place de vols supplémentaires,

— de remettre en vente dans les moindres délais les places annulées in extremis.

En effet, il est intéressant, pour le transporteur, de « protéger » les parties de vols long-courriers dont la vente est commercialement ou financièrement intéressante ou, pour le moins, d'assurer le remplissage optimal de l'ensemble des tronçons d'un même vol. À titre d'exemple, pour un vol à tronçons multiples comme Paris-Tokyo par la route du Sud, l'ordinateur permet de tenir compte des réservations déjà effectuées sur chaque segment de vol et d'éviter qu'un trop grand nombre de passagers sur une partie relativement courte du vol (par exemple: Karachi-Saigon) n'empêche la vente des places sur des parcours plus longs (tels Paris-Saigon ou encore Rome-Tokyo).

2.4. Une banque de données à É.D.F. — Un système comparable, appelé T.G.A. (télégestion des abonnés), est utilisé par É.D.F. Un client peut se présenter à n'importe quel centre É.D.F.-G.D.F. ou téléphoner en donnant son nom et son adresse (un employé le transmet à un ordinateur par l'intermédiaire d'un télétype à écran cathodique) et, immédiatement, son contrat est retrouvé. L'employé peut répondre aux questions concernant ce contrat et des programmes spéciaux permettent même de proposer au client des améliorations de contrat en exposant toutes les conséquences de telle ou telle modification.

3. DIFFÉRENTS DOMAINES

Après avoir vu les différentes catégories d'applications informatiques, nous allons passer en revue rapidement quelques domaines où l'ordinateur peut apporter une aide considérable: domaine de l'administration et de la gestion, domaine scientifique et industriel, domaine de la traduction et de la documentation, enseignement, musique.

3.1. Administration et gestion. — L'ordinateur est alors employé pour la recherche opérationnelle et comme banque de données (V. ci-dessus § 1), mais il est aussi utilisé pour le travail d'écriture administrative, pour l'établissement des factures. À partir des données élémentaires (nombre de produits, prix unitaire), l'ordinateur fournit le montant à facturer puis commande directement l'impression de la facture qui sera envoyée au client. Les données à introduire en mémoires sont, par exemple, le numéro des différents produits vendus, la quantité vendue pour chacun d'eux et le numéro du client (fig. V-5). Le prix de vente

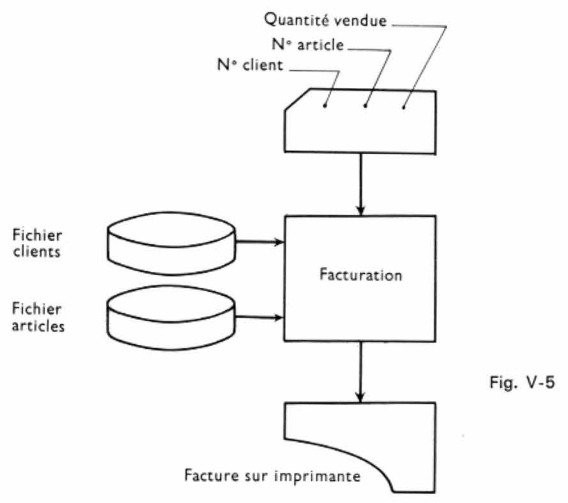


Fig. V-5

M. DUPONT Jean 60, av. Jean-Jaurès, PARIS

Libellé	Quantité	Prix unitaire	Prix total
Sucre (n° 3)	3	1,05	3,15
Vin rouge 11°	5	1,20	6,00
			9,15

de l'article se trouve dans un *fichier-articles* et l'ordinateur, en suivant les instructions du programme, effectue les multiplications et additions conduisant au montant total à payer. Le fichier-articles fournissant le libellé de la marchandise et le fichier-clients, le nom et l'adresse du client correspondant au numéro entré, les données introduites suffisent pour obtenir une facture (où tout est imprimé en langage clair) au moyen d'une imprimante.

C'est selon un procédé de ce type que toutes les quittances É.D.F.-G.D.F. sont faites pour toute la France (80 millions de factures par an). Une grande partie d'entre elles (près de la moitié) sont des factures d'acompte. Elles sont



Fig. V-6

Service de facturation (*É.D.F.*)

établies à partir de données enregistrées dans des mémoires externes (informations décrivant l'historique de la consommation du client) ; le calcul du solde se fait immédiatement après introduction du relevé du compteur. Une mémoire auxiliaire sert également à enregistrer les paiements des clients et c'est automatiquement (c'est-à-dire par lecture du fichier et exécution d'un programme) que se font les relances aux mauvais payeurs.

En utilisant ainsi l'ordinateur pour une opération particulière et unique (ici la facturation), l'entreprise ne profite pas de toutes les possibilités offertes par le calculateur. La **gestion intégrée** permet au contraire d'en tirer un profit maximal. Les informations élémentaires (numéro du produit vendu, quantité vendue, numéro du client) sont introduites pour traiter l'application particulière qu'est la facturation, et elles servent ensuite à bien d'autres traitements : traitements comptables et financiers. Grâce aux informations de sortie des produits, la gestion des stocks devient possible et l'ordinateur peut délivrer automatiquement des ordres de production. La gestion intégrée consiste aussi à tirer le maximum de renseignements des informations élémentaires enregistrées ; elle s'oppose à la pratique qui consiste à introduire soit plusieurs fois les mêmes informations, soit des informations différentes élaborées à partir des mêmes informations élémentaires.

Pour réaliser une application de gestion intégrée, il faut regarder et étudier toutes les applications à automatiser afin de déduire tous les besoins en informations élémentaires ; l'application sera dite *de gestion intégrée* si une même information élémentaire n'est introduite qu'une seule fois. La figure V-7 donne un exemple de traitement de gestion comptable ; les mêmes informations servent pour gérer les stocks (et donc peuvent servir pour organiser la production), pour tenir la comptabilité, pour sortir les factures et pour faire des études commerciales. Cela permet de distinguer trois chaînes (ensembles de programmes réalisant une application) : la chaîne comptable, la chaîne commerciale et la chaîne pour les stocks.

Les grandes maisons de vente par correspondance ont un système de gestion intégrée ; une employée tape sur un terminal (télétype) le contenu de la commande d'un client : c'est l'information élémentaire qui est introduite et presque tout le reste est réalisé automatiquement. Une lettre personnalisée, composée par l'ordinateur (c'est-à-dire grâce à un programme), peut même être envoyée au client. Toutes ces données élémentaires servent immédiatement pour la préparation de la commande du client et la réponse à sa lettre ; elles serviront également à analyser l'activité

Mise à jour du stock
Stock
Reste à livrer
Analyse des stocks
Commandes livrables
Expédition
CHAÎNE STOCKS
Décision
Anomalies
Bons de commande
Prise en charge
Contrôle
Commandes clients acceptées
Bons de livraison
Édition
Factures
Clients
Facturation
Commissions Représentants
Données comptables
Statistiques et écarts
Clients
Produits
CHAÎNE COMMERCIALE
Fichier
Opération
Comptes Clients
Registres Clients
Analyse des dettes (clients)
Relevés et traites
Écritures de comptabilité générale
CHAÎNE COMPTABILITÉ

Fig. V-7

de la société et à faire des études (en partie avec l'ordinateur) pour préparer le futur. En effet, il n'y a gestion intégrée que dans le cas où les plans à court terme sont « intégrés » (cohérents) avec les plans à long terme.

3.2. Applications scientifiques. — Les applications scientifiques de l'informatique sont très nombreuses et il faut distinguer la *recherche algorithmique* de solutions d'équations et la *simulation de phénomènes.*

La simulation de phénomènes scientifiques est une application très peu différente de la simulation d'un autre phénomène: nous utilisons toujours la machine pour engendrer des informations décrivant le comportement d'un homme, d'un système, etc., dans certaines conditions. Pour une simulation, quel que soit le domaine considéré, il faut toujours commencer une étude sans ordinateur pour déduire les relations nécessaires à l'établissement du programme de simulation.

Pour les applications scientifiques, un programme sera le plus souvent élaboré en tenant compte de lois décrivant l'état ou l'évolution d'une variable en fonction d'autres variables. Il est possible de simuler le comportement d'un réacteur nucléaire en projet et, compte tenu de ses caractéristiques et des lois de la physique, il est facile de déterminer comment il devra être utilisé pour que les normes de sécurité soient respectées. Grâce à des simulations, différentes techniques sont comparées afin de réaliser des économies de recherche considérables. En fait, il s'agit de « véritables maquettes théoriques », ne posant pas de problèmes technologiques pour leur réalisation, ni de problèmes d'analyse d'échelles pour être utilisées. Plus le nombre de paramètres est important, plus le nombre de relations entre les variables est grand et plus les calculs à réaliser pour la simulation sont nombreux, autrement dit plus les services apportés par l'ordinateur sont irremplaçables. Ces simulations évitent aux chercheurs de nombreux tâtonnements. Elles sont extrêmement utilisées en biologie, en médecine et même en psychologie.

Outil indispensable pour la recherche, l'ordinateur l'est aussi pour les utilisations techniques et scientifiques de caractère plus industriel. L'ingénieur comme le chercheur utilisent énormément les capacités de calcul de l'ensemble électronique: sa puissance de calcul est telle que des milliers de machines à calculer ordinaires ne pourraient le remplacer. Nous retrouvons ici ses trois avantages essentiels:

— la *rapidité:* les opérations élémentaires se font aujourd'hui en nanosecondes (10^{-9} s); pour fixer les idées, disons qu'il y a autant de nanosecondes dans une seconde que de secondes dans trente années;

— la *quasi-infaillibilité:* les pannes de courant étant éliminées, les risques d'erreur sont inférieurs à 10^{-9}: en moyenne, il y a une erreur pour plusieurs milliards d'opérations. Les problèmes les plus difficiles à résoudre concernent la précision: mais en virgule flottante, nous pouvons avoir 13 à 26 chiffres significatifs;

— *les possibilités de calcul très étendues:* l'enregistrement du programme en mémoire centrale et l'utilisation de nombreuses boucles permettent de réaliser, sans temps mort et sans un travail de programmation écrasant, l'exécution successive de millions d'opérations.

Dans ce domaine, une analyse précise et souvent difficile des procédés de résolution et des techniques de calcul a permis de les ramener à des suites d'opérations élémentaires et de tests.

Ainsi, la fonction sin x, pour x compris dans l'intervalle $0 \leqslant x \leqslant \frac{\pi}{4}$ est calculée à l'aide de l'approximation suivante (développement en série) :

$$\sin x \approx x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \frac{x^9}{9!}$$

Selon la précision désirée, le nombre de termes conservés dans la série est plus ou moins grand. Il faut remarquer que ce calcul est beaucoup plus rapide que la recherche d'une valeur dans un fichier et c'est la raison pour laquelle il est systématiquement employé. En calcul numérique sur ordinateur, la méthode de Monte-Carlo est fréquemment utilisée. Cette méthode consiste à tirer au hasard une séquence de nombres pris parmi N nombres. Le tirage étant réglé par une loi de probabilité, l'utilisation de cette méthode dans un algorithme rend assez simple l'inversion d'une matrice ou la résolution d'équations elliptiques aux dérivées partielles ou encore la détermination d'une intégrale définie.

L'analyse numérique est aussi appliquée à la statistique, notamment pour la détermination (au moyen de calculs numériques automatisables) de relations entre différentes variables caractérisant une population déterminée. Il faut distinguer les *méthodes explicatives* dans lesquelles une variable (ou un groupe de variables) est expliquée par une autre variable (ou un groupe) et les *méthodes dites de typologie* qui permettent de différencier les individus d'une population par certaines variables. Grâce à l'ordinateur, les statisticiens peuvent enfin travailler (sondage, résultat d'élections).

L'analyse numérique est particulièrement employée pour la régulation automatique des machines et des ensembles industriels. Par des procédés analogiques, un certain nombre de variables sont mesurées et les informations numériques obtenues sont fournies à un ordinateur pour être traitées. À partir des résultats de ce traitement, une réponse est élaborée pour commander des servomécanismes et obtenir la régulation désirée (V. t. 2, Automatismes). Nous ne développerons pas ici ces utilisations très importantes de l'informatique; nous ne présenterons qu'un schéma les illustrant: il s'agit de la régulation d'un haut fourneau (fig. V-8) par un ordinateur I.B.M. 1800, selon un procédé mis au point par l'I.R.S.I.D. (Institut de Recherches de la Sidérurgie Française).

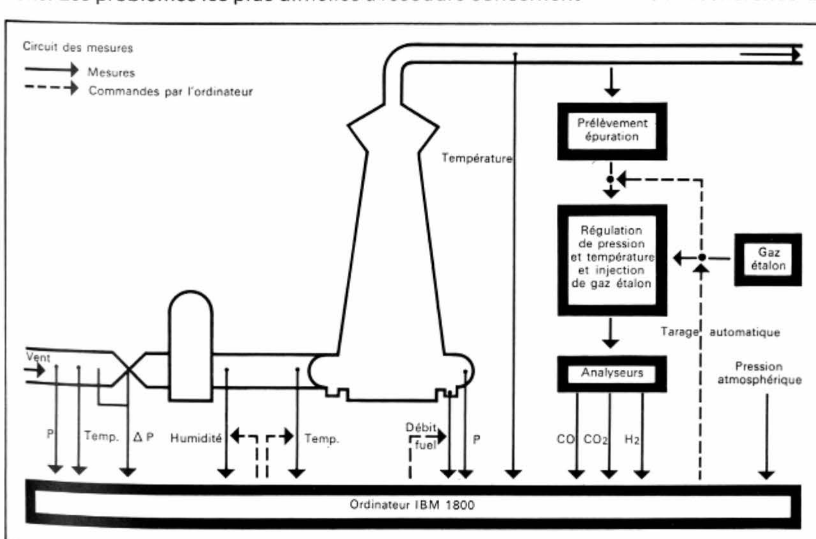


Fig. V-8
(I.B.M.)

3.3. Les essais de traduction automatique. — Ils ont souvent passionné linguistes et informaticiens : il faut faire correspondre un mot à un autre mot ou plutôt une phrase à une autre phrase. Les problèmes posés par cette transposition d'une langue à une autre sont extrêmement délicats : il faut d'abord dissocier le sens des mots de la structure des phrases. Il faut donc créer un dictionnaire de correspondance entre les différents mots et aussi créer un dictionnaire de type grammatical pour la correspondance des phrases : ainsi, en français, le verbe est souvent placé après le sujet ; au contraire, en allemand, dans toutes les subordonnées, il est placé à la fin.

Vu la variété des structures possibles (notamment de la langue d'entrée, à traduire, qui doit donc être connue), nous imaginons facilement les difficultés du problème de reconnaissance d'une structure. Elle ne peut être faite qu'après une analyse grammaticale de chaque mot (nom, verbe) et donc après la reconnaissance des différents mots de la phrase. Rappelons tout d'abord que les linguistes distinguent dans un mot la base (ou radical) de la désinence (ou terminaison). Dans le dictionnaire des mots, il faudra évidemment considérer d'abord les bases, puis pour chaque base les désinences. Ainsi, nous n'introduirons pas dans un dictionnaire de traducteur le mot *cheval*, mais la base *cheva* ; pour cette base, deux désinences seront considérées *l* et *ux* formant respectivement les mots *cheval* et *chevaux*. Mais, pour un exemple aussi simple que celui-là, il en existe beaucoup d'autres très complexes : pour un même mot, il peut y avoir plusieurs bases (exemple : « œil » et « yeux ») ; ou au contraire pour des mots de sens différents, les bases sont les mêmes (composées des mêmes lettres), ou les bases sont différentes mais s'écrivent de la même façon. Exemple : ferme (nom) et ferme (adjectif) ont la même base, mais ferme (adjectif) et ferme (verbe) ont des bases différentes mais qui s'écrivent de la même façon. Dans ces cas, la reconnaissance des mots ne peut être faite grâce au dictionnaire des mots ; il faut utiliser une analyse de la structure de la phrase pour déterminer s'il s'agit d'un nom, d'un adjectif, etc. Dans certains cas favorables, une telle ambiguïté peut être levée grâce à une analyse grammaticale ; dans d'autres cas, lorsque les homonymes ont la même fonction grammaticale, cela devient impossible (exemple de deux noms homonymes : la *solution* aqueuse et la *solution* d'un problème). Dans ce cas, il faudrait faire une analyse de signification, une analyse sémantique, mais le très grand nombre de cas qui doivent être considérés dans un programme rend cette analyse difficile. Nous noterons, à ce propos, la puissance de l'esprit humain : un interprète arrive en effet à lever facilement et rapidement toutes ces ambiguïtés ; sa force est donc de ne pas procéder séquentiellement mais de façon heuristique : il ne considère pas tous les cas possibles, mais va directement au problème qui se pose.

Malgré toutes ces difficultés, un certain nombre de traducteurs automatiques ont été expérimentés, notamment en traduction franco-russe et anglo-russe. Tous les problèmes n'ont pas encore été résolus et notamment le problème sémantique : c'est ce qui explique que la traduction d'un texte sur ordinateur ne peut être faite que si le texte traite d'un domaine particulier mis en mémoire à l'avance ; les réalisations les plus spectaculaires ont été faites dans le domaine scientifique et technique ; la traduction littéraire au contraire est loin d'être au point, quant à la traduction poétique, elle est souvent pleine de surprises.

3.4. La documentation automatique. — Si nous recherchons le livre « la Peste » dans une bibliothèque, nous consultons le fichier de livres par titre et nous trouvons à *P* une fiche avec le titre du livre et son numéro de code ; il suffit de communiquer ce numéro de code à la bibliothécaire qui peut facilement chercher le livre. Supposons maintenant que nous ne nous souvenons plus du titre du livre, mais seulement du nom de l'auteur ; en cherchant dans le fichier « auteurs », à Camus, nous trouverons la liste de tous les livres écrits par Camus et possédés par la bibliothèque et pour chacun d'eux leur numéro de code. Dans les deux cas, la recherche de document est particulièrement simple : pour la faire, il suffit de savoir classer alphabétiquement les lettres. Cette opération est totalement automatisable : il suffit de mettre en mémoire la relation d'ordre qui caractérise l'alphabet et d'utiliser un algorithme comparable à celui qui a été présenté au chapitre IV.

Cette application de l'informatique présente cependant beaucoup moins d'intérêt que la recherche de documents traitant d'un sujet donné (elle peut être réalisée facilement à la main) ; au contraire, si nous recherchons des livres ou des articles traitant de l'informatique, peut-être faudra-t-il regarder dans le fichier-matière à des endroits aussi différents que : informatique, traitement, ordinateur, électronique, données, mémoire, calcul, analyse, programme, Boole, automate, code, gestion, modèle, etc. Sauf si le fichier est géant, nous risquons d'être renvoyés d'un nom à un autre et de passer beaucoup de temps à la compulsion du fichier. Il est évident que ce travail, qui impose une recherche alphabétique simple et des sauts d'un nom à un autre, peut être automatisé : l'ordinateur peut assez facilement fournir la liste de tous les livres et articles qui, de près ou de loin, traitent d'un sujet, à condition que dans le fichier lu, il y ait de nombreux renvois d'un mot à un autre et que tous ces renvois soient suffisamment précis pour que les livres d'un sujet très différent du sujet demandé ne soient pas appelés. Par exemple, le renvoi d'« informatique » à « documentation » doit spécifier « documentation automatique » pour éviter d'obtenir un livre traitant de la documentation en sciences naturelles. Cela impose évidemment d'avoir de nombreuses possibilités de classement, d'envisager de nombreux sujets.

Dans le domaine technique et scientifique, cette utilisation de l'ordinateur comme fichier pour un classement par matière devient de plus en plus courante ; il en est de même en médecine et dans le domaine juridique. Une banque de données juridiques est un gigantesque fichier récapitulant par sujet tous les textes de lois. Grâce à un ensemble de mots ou de phrases clés soigneusement préparés, l'ordinateur délivre rapidement une liste des lois appropriées, les textes faisant jurisprudence et des commentaires se rapportant au sujet traité.

Les utilisations de l'ordinateur qui viennent d'être décrites font appel essentiellement à la propriété de l'ordinateur de stocker l'information : l'ordinateur est une banque de données. Il a été envisagé de l'utiliser aussi pour l'analyse automatique de documents : ainsi la machine serait utile pour retrouver des documents et pour les classer. De nombreuses recherches ont été menées par des mathématiciens, des linguistes, des informaticiens. Par exemple, certaines méthodes d'analyse consistent à choisir automatiquement certains éléments d'un document : il n'y a aucune modification du texte, il y a seulement extraction de certaines parties. Ainsi, à partir de la liste de tous les titres de livres contenus dans une bibliothèque et en suivant un programme, l'ordinateur élabore un fichier-matière. Un travail analogue peut être effectué à partir de la liste de tous les titres des chapitres importants des différents livres ; ce travail n'a de sens que dans l'hypothèse où les titres ont un rapport avec le sujet du livre ou du chapitre. Les analyses les plus classiques se font par l'utilisation d'un dictionnaire ou plutôt d'un antidictionnaire : dans ce fichier figurent tous les mots pour lesquels nous ne voulons pas de classement de livres ; dans l'antidictionnaire figurent notamment les articles, les pronoms, etc. Ainsi, si l'ordinateur rencontre le titre : « les ordinateurs et la gestion de demain », il le fera figurer dans la liste des livres attachés au mot « ordinateur », dans celle attachée au mot « gestion » et dans celle attachée au mot « demain ». Les mots « les », « et », « la », « de » figurant dans l'antidictionnaire ne donneront pas lieu à l'établissement d'une liste. Cette dernière remarque peut nous faire comprendre que dans l'antidictionnaire doivent figurer tous les mots qui n'ont pas une grande valeur informationnelle : c'est le cas de tous les mots dont le sens est imprécis ou général. Dans l'exemple précédent, il y a de fortes chances qu'il n'y ait pas de listes au mot « demain », car il est trop général.

Cette méthode présente cependant un grave inconvénient car, d'une part, les titres des livres sont très souvent formés de mots généraux et, d'autre part, la détermination de l'antidictionnaire est totalement artisanale : c'est au documentaliste de juger si un mot est intéressant ou non.

D'autres recherches se sont orientées vers l'extraction de phrases : à partir de la lecture d'un texte, l'ordinateur retire la ou les phrases les plus caractéristiques. Dans ce cas, pour écrire le programme, il a été admis que la phrase la plus caractéristique contient les mots qui ont été le plus de fois répétés dans le texte. La méthode est donc purement statistique : elle consiste à compter les occurrences, à tenir compte des voisinages pour déterminer les mots puis les phrases clés.

D'autres recherches plus ambitieuses ont voulu analyser un document puis en conserver un résumé : il ne s'agit plus seulement de sélectionner un morceau de texte ; un résumé représente un véritable traitement. Malgré la mise au point de langages documentaires très élaborés, ces méthodes n'ont pas encore donné de résultats vraiment opérationnels ; elles se heurtent notamment à des problèmes de sémantique (analyse de la signification) déjà rencontrés en traduction automatique.

3.5. L'enseignement. — L'application la plus simple de l'ordinateur à l'enseignement consiste en l'utilisation de la capacité très grande des mémoires : à partir de son terminal, l'élève appelle un programme de la bibliothèque, c'est-à-dire une partie de cours ou une série de questions : l'ordinateur est utilisé comme une simple machine à dactylographier : inutile de dire le peu de performance de cette application. Un léger progrès consiste à intercaler entre les questions, des réponses, voire à enregistrer la réponse de l'étudiant entre les questions : ainsi, le programme se présente de la façon suivante :

Ordinateur : en quelle année a eu lieu la bataille de Marignan ?
Élève : 1515.
Ordinateur : bien, question suivante : quel est le roi de France en 1725.

Si la réponse de l'élève avait été fausse, la phrase suivante envoyée par l'ordinateur aurait été :

Ordinateur : non, 1515, question suivante : quel est le roi de France en 1725.

C'est un contrôle de connaissances classique : l'ordinateur avance à la vitesse de chaque élève mais cela n'est cependant pas fondamentalement intéressant. L'ordinateur peut même compter les bonnes réponses et donner une note.

Un ordinateur permet un contrôle des connaissances plus efficace lorsqu'il est employé en simulation : des étudiants en économie font des « jeux d'entreprise » et des étudiants en médecine établissent des diagnostics. L'étudiant prend des décisions et l'ordinateur simule l'évolution de l'entreprise ou du malade, mettant en évidence les conséquences de ces décisions.

Il est plus intéressant d'utiliser l'ordinateur pour tenir le rôle d'un professeur particulier qui s'adapte à son élève ; un programme ordinaire aura deux axes :

— un axe vertical pour le passage à des notions de plus en plus complexes,
— un axe horizontal pour s'assurer de la bonne compréhension d'une notion.

Avec ce programme, la question que poserait l'ordinateur ne serait pas indépendante de la réponse de l'élève (comme dans l'exemple précédent) : ce n'est que lorsque l'élève a montré qu'il a bien compris la notion A, que des questions correspondant à la notion B seront posées. Si pour la notion A, il y a cinq questions A_1, A_2, A_3, A_4 et A_5, des réponses justes aux questions A_1 et A_2 permettent de passer à la question B_1 ; *une seule réponse juste* entraîne le passage à la question A_3 et en cas de mauvaise réponse, les questions A_4 et A_5 sont posées successivement avant de passer à la question B_1 ; si aucune réponse juste n'est donnée à A_1 et A_2, l'élève doit répondre obligatoirement aux questions A_3, A_4 et A_5 avant d'aller à B_1. Il est évident que les programmes peuvent être beaucoup plus complexes que celui que nous venons de prendre pour exemple.

Le professeur qui construit le programme (c'est un travail très important) peut prévoir les divers comportements possibles des élèves et envisager des programmes d'enseignement (expression qui prend ici tout son sens) adaptés à chacun d'eux. Il est possible de tenir compte non pas des réponses aux deux ou trois dernières questions pour amener la question suivante, mais des dix ou vingt dernières questions, ou bien seulement de la réponse donnée à une question précise cinquante-trois questions auparavant, etc. Tout est possible et les limites sont surtout nos faibles connaissances : nous ne pouvons utiliser l'ordinateur au maximum car nous ne savons pas encore ce qu'est « apprendre », nous ne connaissons que très peu les processus d'assimilation, d'acquisition des connaissances, de développement des facultés de réflexion et de création. Mais, là encore, l'ordinateur peut faciliter ces recherches ; les chercheurs disposent d'une masse d'informations à analyser jamais possédée jusqu'alors et ils ont surtout la possibilité de tester les hypothèses élaborées à partir d'études psychologiques, sociologiques et pédagogiques.

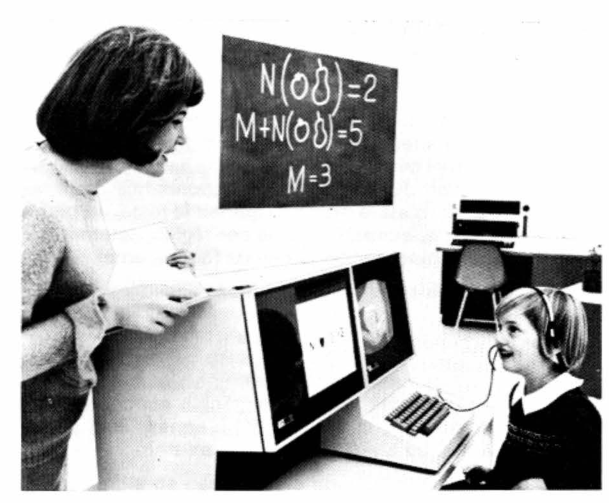


Fig. V-9 — Machine « à enseigner » (*I.B.M.*)

Cette découverte, comme toutes les grandes découvertes, pourra être utilisée pour le meilleur et pour le pire : c'est en effet la porte ouverte à tous les lavages de cerveau ou endoctrinement ; c'est aussi une porte ouverte à une amélioration considérable de l'enseignement scolaire et postscolaire. L'ordinateur offre la possibilité de créer un véritable enseignement sur mesure adapté aux possibilités et aux dons de chacun.

3.6. La création musicale. — La création musicale peut paraître une application surprenante de l'ordinateur, machine suivant strictement un programme déterminé. Il s'agit évidemment d'un abus de langage. L'ordinateur lui-même ne crée rien ; c'est encore un programme qui sert pour l'exécution de millions d'instructions ; le compositeur est toujours l'homme, celui qui a analysé le processus de création et déterminé un algorithme.

Cependant, même après cette mise au point, notre étonnement pourrait subsister car, pour écrire un programme, il faut avoir formalisé de manière très stricte les instructions et leur séquence ; dans notre cas, le processus de création musicale doit avoir été décomposé en un ensemble d'instructions. A priori, cette nécessité est un peu choquante pour notre esprit habitué à distinguer les activités rationnelles et les activités irrationnelles et à mettre la musique, comme tout art, dans le second groupe. C'est une analyse scientifique et logique de la musique qui a rendu possible cette formalisation. Un son est caractérisé par sa fréquence et pour une octave qui comprend douze notes, en tenant compte des dièses il faut douze fréquences différentes. Les notes do, do dièse, ré, ré dièse, mi, fa, fa dièse, sol, sol dièse, la, la dièse, si, (nous admettons que do dièse et ré bémol, etc. sont des notes identiques) peuvent être remplacées par d'autres symboles comme *A, B, C, D, E, F, G, H, I, J, K, L.* Nous avons ainsi défini une quantification simple de la fréquence : c'est une quantification à base 12, car il faut ajouter 12 unités pour passer à l'octave supérieure.

Mais une note n'est pas seulement définie par sa fréquence, trois autres caractéristiques sont à considérer : l'intensité du son, la durée et le timbre. Chacune de ces variables peut être quantifiée de façon plus ou moins simple. Des unités ont été définies pour chacune de ces variables et à chaque note sont attribués quatre nombres, exprimés chacun dans un système de numération adéquate. Le premier nombre définit, par exemple, la durée de la note, le deuxième : la fréquence, etc. Ainsi, la détermination d'une note peut être formalisée de la façon suivante :

Une note = 4 nombres

À partir de cette analyse succincte de la notion de note, nous pouvons distinguer deux types de composition que nous appellerons *nouvelle composition* et *composition académique*.

La nouvelle composition est connue sous le nom de *musique stochastique* (le nom de Yannis Xenakis lui est souvent associé). Pour la définir très grossièrement, disons que la détermination des nombres qui caractérisent chaque note résulte de tirages de nombres au hasard selon une distribution de probabilité déterminée (V. ci-dessus § 2.2) ; ces nombres déterminent entièrement les notes de la composition. Le compositeur intervient dans la détermination des règles de tirage et des distributions de probabilité, ainsi que dans l'élaboration des règles de correspondance entre les notes et les sons ; c'est la machine qui fait le reste, ou plutôt c'est le hasard qui, compte tenu de ces règles, détermine la partition. La machine n'apporte rien de fondamental.

Dans le domaine de la composition « académique », le rôle du compositeur est plus traditionnel. C'est lui seul qui fixe les différentes notes et leur agencement : il ne demande pas l'aide du hasard. Pour déterminer les nombres représentant sa composition, il utilise des règles analogues aux suivantes :

— multiplier par 2 le nombre précédent,

— reprendre les 20 derniers nombres en ajoutant 3 à chacun.

Ces règles déterminent la structure de sa partition : en les appliquant à quelques nombres donnés au départ, toutes les notes seront déterminées. C'est un traitement de l'information au sens le plus classique du terme : à partir de données, une série de nombres sont déduits à l'aide d'un certain nombre de règles inscrites dans les instructions du programme. C'est la détermination de ces règles qui constitue tout le travail de création ; le reste n'est que routine, et c'est pourquoi il est possible de le donner à l'ordinateur. Le compositeur est devenu un créateur d'algorithme, et c'est ce qui explique que ce type de musique a été nommé « *musique algorithmique* ». Nous l'avions appelée académique, car elle a été obtenue par l'application de certaines règles. Ces règles ne sont cependant pas figées ; une analyse de nombreux morceaux de musique classique montre qu'inconsciemment ou non, beaucoup de compositeurs suivaient des règles clés tout à fait comparables à la règle d'or des peintres. C'est d'ailleurs ce qui permet de composer du Bach ou du Beethoven avec un ordinateur. Mais rien n'empêche les compositeurs de musique algorithmique d'oublier ces règles, d'en créer et d'en utiliser de nouvelles.

AUTOMATISMES

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1. CONCEPT DE COMMANDE AUTOMATIQUE

L'exécution de travaux manuels fait essentiellement appel à deux qualités différentes de l'opérateur : sa sensibilité et sa force. C'est ainsi que le mécanicien qui ajuste à la lime les éléments d'un assemblage détermine à l'œil les régions qu'il doit plus ou moins retoucher et, ensuite, fournit l'énergie nécessaire à cette tâche.

Le développement scientifique et technique a permis une simplification et une amélioration du travail de l'homme. Le rôle des sens a été réduit par l'utilisation d'appareils de mesure et de contrôle tandis que les possibilités d'action sur la matière ont été considérablement accrues par la mise en œuvre de sources d'énergie importantes.

Pour illustrer cette évolution tout en restant dans le domaine de la mécanique, nous pouvons prendre l'exemple du tournage d'une pièce métallique. Pour amener une pièce à un diamètre déterminé, un tourneur utilise la puissance d'un moteur électrique qui actionne sa machine tandis qu'il peut surveiller la diminution du diamètre à l'aide d'un appareil de mesure précis (pied à coulisse ou palmer). Le rôle de l'opérateur est ainsi diminué par rapport à ce qu'il était lors de l'exécution entièrement manuelle. Il est bien évident qu'il est possible de réduire davantage l'intervention humaine dans cette opération : par exemple, un dispositif à contacteurs peut commander automatiquement un certain nombre de passes, le diamètre de la pièce étant chaque fois réduit d'une quantité déterminée. Enfin, si un palpeur, constamment en contact avec la pièce usinée, provoque l'arrêt de la machine, quand le diamètre désiré est atteint, la commande de l'outil est alors entièrement automatique. C'est un premier exemple d'une tendance qui tend à se généraliser dans l'industrie : l'automatisation.

L'automatisation intervient à presque tous les stades des opérations industrielles dans des domaines aussi divers que :

— les industries de transformation (produits chimiques, sidérurgie, production d'énergie) pour les réglages de température, de pression ou de débit ;

— les industries de fabrication (automobile, électroménager) pour le contrôle de l'ensemble des opérations de montage ;

— les industries des transports (chemins de fer, routes, navigation aérienne ou maritime) ;

— les différentes utilisations des machines-outils, des compresseurs et des pompes pour les commandes de positionnement, de vitesse et de puissance.

La commande automatique sous toutes formes est utilisée en raison de son incidence économique, ainsi que pour des raisons humanitaires. Parmi ses nombreux avantages, citons :

— l'accroissement de la production en quantité ;
— l'amélioration de la qualité ;
— l'économie de matières premières ;
— l'économie d'énergie et d'équipement ;
— la plus grande uniformité de la production ;
— la libération de l'homme vis-à-vis de la machine.

L'ensemble de ces facteurs conduit généralement à une amélioration de la productivité.

2. SYSTÈMES DE COMMANDE

La notion de commande est assez intuitive et peut être définie au moyen de quelques exemples simples. Lorsqu'une manivelle est reliée à un arbre par un train d'engrenages, on dit que la position de la manivelle commande celle de la pièce mécanique. Si le courant inducteur d'un moteur électrique à excitation séparée (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 17) est ajusté au moyen d'un potentiomètre, on dit que celui-ci permet la commande du moteur. De même, si la mise sous tension d'un moteur dépend d'un interrupteur, on dit aussi que cet appareil permet la commande du moteur.

Dans les trois exemples cités, le mot « commande » indique qu'il existe une relation précise entre l'entrée (c'est-à-dire le calage de la manivelle, la position du potentiomètre ou celle de l'interrupteur) et la sortie (c'est-à-dire le calage de la pièce mécanique ou le régime de fonctionnement du moteur). D'une façon plus générale, chaque fois qu'un système quelconque subit une modification d'une de ses grandeurs d'entrée et fournit une grandeur de sortie fonction de l'entrée, on dit que *l'entrée commande la sortie*.

Les exemples précédents permettent de mettre en évidence certains aspects fondamentaux de cette relation entrée-sortie.

Dans le premier exemple, toute la puissance est fournie par l'élément d'entrée : il s'agit d'un **système sans amplification de puissance.** Dans les deux autres exemples, la puissance n'est pas fournie par l'élément de commande et elle est empruntée à la source d'énergie qui alimente l'induit du moteur : il s'agit de **systèmes de commande avec amplification de puissance.** La plupart des ensembles d'automatismes modernes sont de ce type. Cependant, ces deux derniers exemples sont très différents : la relation entre l'entrée et la sortie est continue dans le premier cas et discontinue dans le second. Cette différence est fondamentale car elle est à l'origine de la

distinction entre les deux grandes catégories d'automatismes : les **automatismes continus** et les **automatismes discontinus.** Toutefois, pour la clarté de l'exposé nous adopterons une classification fonctionnelle et distinguerons les systèmes asservis et les automatismes séquentiels.

3. SYSTÈMES ASSERVIS OU AUTOMATISMES DE RÉGLAGE

Le rôle de ces systèmes de commande est de maintenir pratiquement constante ou de faire varier, suivant une loi prédéterminée, une grandeur de sortie (pression, température, vitesse, tension, etc.).

Pour ce faire, un **dispositif en chaîne ouverte**, c'est-à-dire un dispositif dans lequel la sortie est commandée par l'entrée et n'a aucune action sur celle-ci, est généralement insuffisant. Si nous prenons l'exemple de la commande de la température d'une salle à l'aide de la résistance de réglage d'un radiateur électrique, nous admettons facilement qu'il ne suffit pas d'afficher une valeur de commande pour obtenir la température constante désirée : l'ouverture d'une fenêtre peut modifier considérablement la température de la salle. Ces grandeurs, qui sont des grandeurs d'**entrée secondaire** du système, sont appelées **perturbations** ; elles imposent un contrôle de l'exécution de l'ordre. C'est ce que réalisent les **systèmes à retour** ou **systèmes en chaîne fermée**, ou encore **systèmes bouclés** dans lesquels la sortie réagit sur l'entrée. Ces systèmes, qui sont à contrôle automatique, maintiennent la relation entre l'entrée et la sortie quelles que soient les perturbations. Pour l'exemple choisi, il faut utiliser un dispositif pour détecter l'écart entre la température désirée (grandeur d'entrée) et la température du local (grandeur de sortie) et il faut commander le courant de chauffage lorsqu'il y a un écart. Cela peut s'obtenir à

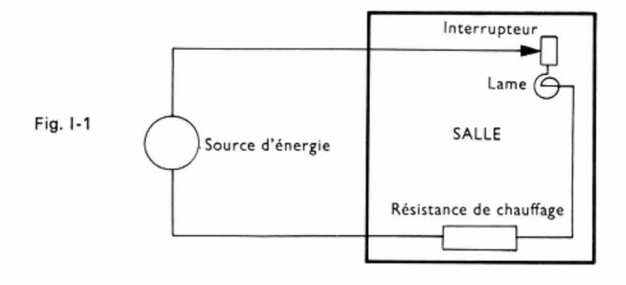


Fig. I-1

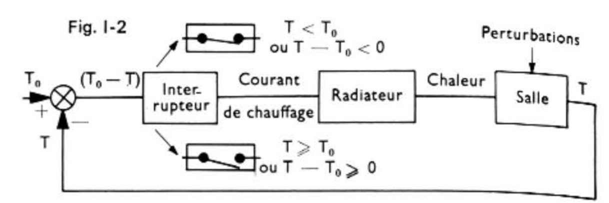


Fig. I-2

l'aide d'une lame bimétallique (bilame) placée dans la salle (fig. I-1) : l'interrupteur est fermé tant que la température T de la salle est inférieure à la valeur T_0 désirée et il est ouvert dans le cas contraire. L'ensemble ainsi constitué est un système asservi et il peut être représenté par le diagramme fonctionnel de la figure I-2.

En conclusion, nous appellerons système asservi, un **système de commande à retour avec amplification de puissance.** Nous classerons ces systèmes en deux catégories suivant les conditions dans lesquelles ils fonctionnent :

— les *régulateurs*, dont le rôle est de garder la sortie constamment égale à l'entrée (qui peut être constante ou lentement variable) quelles que soient les perturbations ; exemple : les régulateurs de température ;

— les *asservissements*, dans lesquels la commande varie constamment et dont le rôle est de faire évoluer la sortie comme l'entrée ; exemples : radar de poursuite automatique, tour reproducteur.

4. SYSTÈMES PAR TOUT OU RIEN, OU AUTOMATISMES SÉQUENTIELS

Le rôle des systèmes par tout ou rien est de commander une succession d'opérations selon un ordre déterminé, en respectant les intervalles de temps nécessaires et en contrôlant le déroulement des diverses opérations. Ils utilisent des informations à deux états dits « tout ou rien », « tout ou peu », « plus ou moins », « ouvert ou fermé ». Les exemples d'applications sont nombreux : métier Jacquard, téléphone automatique, etc.

Dans ces systèmes, nous pouvons encore distinguer deux classes :

— les *automatismes logiques*, dans lesquels seuls les états des entrées ont une influence pour commander la (ou les) sortie ;

— les *automatismes séquentiels*, qui permettent de tenir compte du facteur temps, c'est-à-dire de l'ordre dans lequel les grandeurs d'entrée et de sortie changent d'état.

LES SYSTÈMES ASSERVIS

CHAPITRE II

GÉNÉRALITÉS — FONCTION DE TRANSFERT DES SYSTÈMES LINÉAIRES

L'utilisation de systèmes asservis semble très ancienne. Le régulateur centrifuge à boules, inventé par James Watt en 1790 pour équiper la machine à vapeur, est un authentique système asservi ; il peut d'ailleurs être considéré comme le précurseur de nos systèmes asservis modernes.

Longtemps la technique des asservissements est pratiquement demeurée l'apanage des mécaniciens ; sa mise en application relevait d'ailleurs beaucoup de l'empirisme. C'est du développement prodigieux de l'électronique qu'a découlé celui des systèmes asservis tant du point de vue théorique que du point de vue pratique. Grâce aux méthodes de calcul utilisées couramment par les électriciens et les électroniciens (analyse harmonique, calcul opérationnel), dont les bases reposent sur les travaux des mathématiciens français Cauchy, Fourier et Laplace, une théorie générale des systèmes asservis linéaires a pu être édifiée. Une nouvelle technique était née et elle s'est révélée extrêmement féconde.

1. DIAGRAMME FONCTIONNEL GÉNÉRAL D'UN SYSTÈME ASSERVI

Un système asservi à une seule grandeur d'entrée et une seule grandeur de sortie peut être représenté symboliquement par un diagramme fonctionnel comportant (fig. II-1) :

— une chaîne directe ou chaîne d'action avec amplification de puissance ;

— une chaîne de retour ou de réaction.

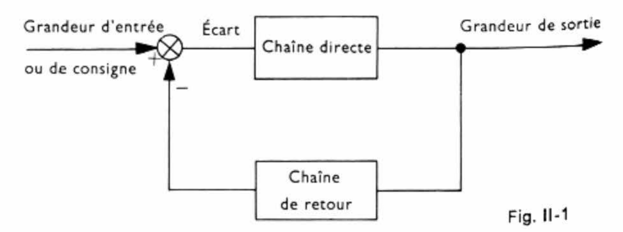


Fig. II-1

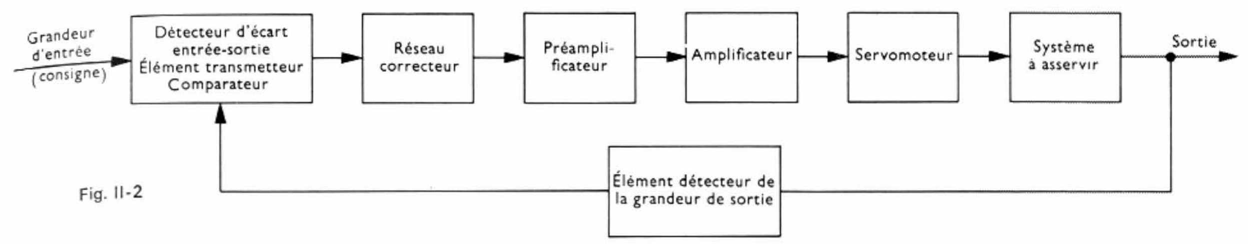


Fig. II-2

Dans la chaîne directe, nous trouvons les éléments fondamentaux suivants (fig. II-2) :

— le détecteur d'écart entrée-sortie, qui comprend un élément capteur et un élément transmetteur ; il fournit un **signal d'erreur** ou **écart mesure-consigne** à partir du signal de mesure et de la consigne ;

— le réseau correcteur, souvent inclus dans un préamplificateur, dont le rôle est d'améliorer les performances du système ;

— l'étage d'amplification de puissance avec, éventuellement, une préamplification ;

— le servomoteur et le système à asservir qui constituent l'étage de puissance.

2. CARACTÈRES FONDAMENTAUX D'UN SYSTÈME ASSERVI

Précisons, au moyen d'un exemple, les caractères essentiels d'un système asservi : examinons le cas du groupe Ward-Léonard (fig. II-3). Un tel groupe comprend un moteur principal *M*, synchrone ou asynchrone, alimenté directement au moyen d'un réseau triphasé ; il entraîne une génératrice à courant continu *G*, à excitation séparée, qui alimente l'induit du moteur à commander *m*, également à excitation séparée (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 16). La

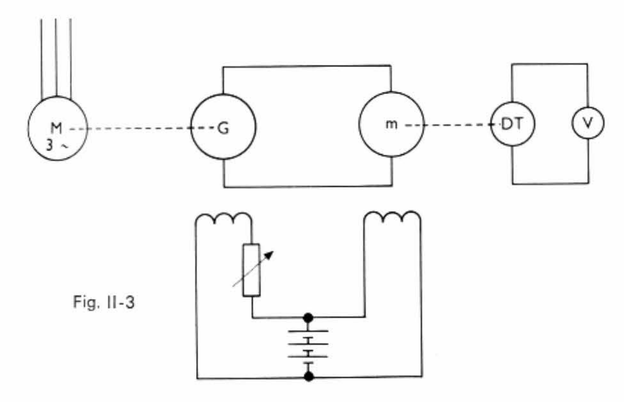


Fig. II-3

puissance nominale de *M* est légèrement supérieure à celle de *G*, laquelle est légèrement supérieure à celle de *m*. Sur l'arbre du moteur *m*, est montée une dynamo tachymétrique (*D.T.*) qui permet de connaître à tout instant la vitesse de rotation de ce moteur par lecture directe sur un voltmètre (la f.é.m. de la dynamo tachymétrique est proportionnelle à la vitesse de rotation ; V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20).

Étant donné que la puissance nécessaire à l'excitation d'une génératrice à courant continu est voisine du centième de la puissance nominale de la machine, il est facile de contrôler le moteur *m* en agissant sur le courant d'excitation de *G* (il est bien inférieur à celui absorbé par le moteur *m*). En modifiant la position du curseur du rhéostat de champ de la génératrice, il est possible de régler la vitesse de rotation du moteur *m* à la valeur désirée ou de maintenir la vitesse constante si la charge du moteur varie.

Puisqu'un opérateur est nécessaire pour lire la vitesse sur l'appareil de mesure et pour apporter une correction par action sur le rhéostat, les performances de ce système sont fonction des aptitudes de l'opérateur (en particulier de son temps de réponse, temps qui croît avec la fatigue). Pour éliminer ce facteur humain, les techniciens ont naturellement été amenés à réaliser un asservissement. L'homme, qui servait à la fois de chaîne de retour et de comparateur, a été remplacé par des dispositifs appropriés (fig. II-4). La tension U_2, fournie par la dynamo tachymétrique, est comparée à une d.d.p. U_1 délivrée par un montage potentio-

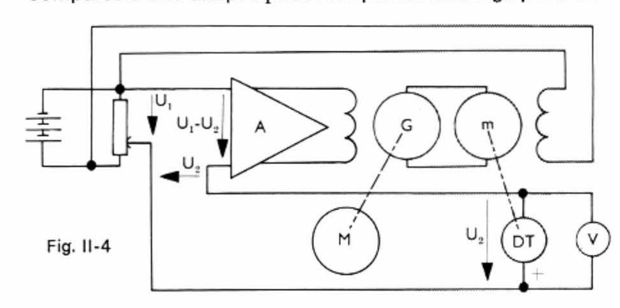


Fig. II-4

métrique. C'est la différence $(U_1 - U_2)$ qui est appliquée à l'entrée d'un amplificateur *A*. Si les conditions d'entrée sont fixées (tension U_1 = constante), une augmentation de vitesse de l'arbre réglé (lorsque le moteur est brusquement déchargé, par exemple) entraîne une réduction de la tension de la génératrice principale *G* ; en effet, la tension U_2 croît, la différence $(U_1 - U_2)$ diminue ainsi que le courant d'excitation de *G* fourni par *A*. La tension d'alimentation du moteur *m* diminuant, il est en de même de sa vitesse : il y a retour à la vitesse désirée. Suivant une terminologie admise, on dit que l'on a introduit une alimentation négative en retour (*négative feed back*) car le champ de la génératrice dépend maintenant d'une différence de tensions. Le système amplificateur de puissance *A* est absolument nécessaire car cette commande dépend d'un appareil de mesure (la dynamo tachymétrique) qui ne peut fournir que de faibles puissances.

Pour mieux comprendre les avantages de l'asservissement ainsi réalisé, faisons une étude comparative des deux dispositifs.

— *Système manuel.* — Pour une position déterminée du curseur du rhéostat de champ et pour un couple demandé constant, la vitesse du moteur *m* peut subir de légères fluctuations (par suite de faibles variations du courant d'excitation, ou du couple résistant ou de la température...). L'opérateur ne peut suivre d'aussi faibles variations de la vitesse, soit parce que le tachymètre ne permet pas une lecture assez précise, soit parce que ces variations sont trop rapides : le champ inducteur de la génératrice n'est donc pas influencé par les variations de vitesse de l'arbre de sortie (caractère général des systèmes dits « en chaîne ouverte ») et cette vitesse va donc subir des fluctuations qui pourront être proches de 1 % par exemple.

— *Système asservi.* — Supposons que le régime de fonctionnement soit établi. La tension U_1 entre les bornes de sortie du potentiomètre de commande est, par exemple, de 101 volts et celle U_2 aux bornes de la dynamo tachymétrique est égale à 100 volts. La différence $(U_1 - U_2)$, soit 1 volt, est appliquée aux bornes de l'amplificateur qui délivre donc un certain courant d'excitation à la génératrice. Si maintenant le moteur est brusquement déchargé, il tend à prendre de la vitesse, la tension aux bornes de la dynamo tachymétrique croît et, par suite, la tension à l'entrée de l'amplificateur diminue ainsi que l'excitation. Par exemple, si la nouvelle charge du moteur *m* impose que la tension à l'entrée de l'amplificateur *A* soit réduite à 0,8 V pour que la vitesse soit maintenue sensiblement constante, il faut que la dynamo tachymétrique délivre une tension de 100,2 volts. Cela est réalisé lorsque la vitesse a augmenté de 0,2 %. Évidemment, cette variation de vitesse est d'autant plus faible que le gain de l'amplificateur est plus élevé.

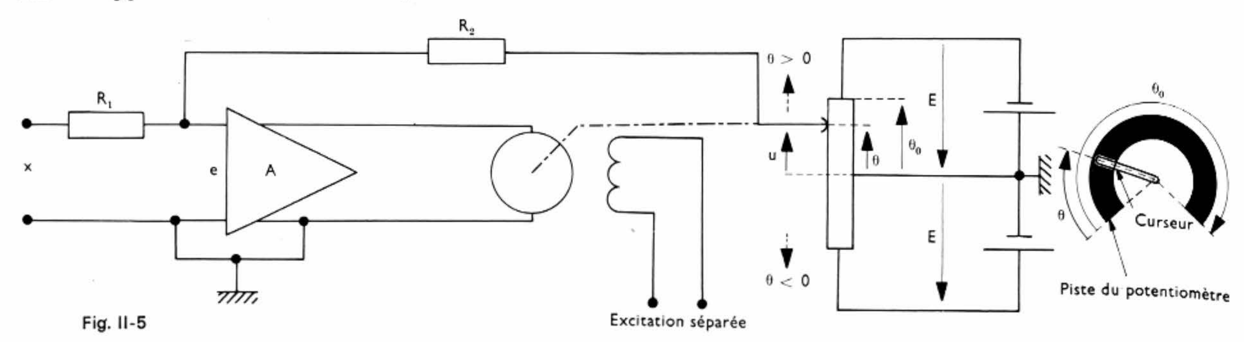


Fig. II-5

Dans le cas du système envisagé, il est à remarquer qu'en régime d'équilibre, la tension d'entrée ne peut être nulle. Toutefois, elle peut être très petite, d'autant plus faible que le gain de l'amplificateur est grand.

Un raisonnement élémentaire montre que l'asservissement peut entraîner une modification profonde de la réponse transitoire du système considéré. Le montage asservi est susceptible de répondre beaucoup plus rapidement aux changements de régime que le montage à réglage manuel. Supposons qu'il soit nécessaire de réduire la vitesse de 1 %; dans le cas du système direct (à contrôle manuel), l'excitation de la génératrice décroît suivant une loi exponentielle après changement de la position du curseur du rhéostat de réglage et la vitesse du moteur diminue encore plus lentement en suivant une loi exponentielle plus compliquée.

Dans le cas du système asservi, la même action sur l'appareil de commande de la vitesse (potentiomètre) amène la tension à l'entrée de l'amplificateur à être voisine de zéro et la variation du flux d'excitation de la génératrice va être fortement accélérée. Nous pouvons nous attendre à ce que la tension d'induit décroisse rapidement et que la vitesse de l'arbre réglé reprenne plus vite sa valeur. De toute évidence, cet arbre est beaucoup plus énergiquement ralenti que dans le cas du système direct et il atteint très rapidement sa nouvelle vitesse, inférieure de 1 % à la précédente.

Le système asservi décrit ci-dessus peut se comporter d'une manière fâcheuse si l'excitation normale est dépassée de façon trop importante et trop prolongée par suite de l'arrivée trop tardive de « l'alimentation négative en retour » (la dynamo tachymétrique ne délivre pas instantanément une tension correspondant à la nouvelle valeur de sa vitesse). Il peut en résulter une correction excessive de la vitesse, au-dessus ou au-dessous de la valeur voulue, autrement dit, la loi de rétablissement peut être oscillatoire. Avec des systèmes plus complexes, il peut même se produire des oscillations d'amplitude croissante. Ce phénomène est communément désigné par le terme de « pompage » et l'un des principaux problèmes que pose l'étude de cette sorte de régulateur est la correction de ce genre d'instabilité sans sacrifier les caractéristiques désirées.

3. ANALYSE SOMMAIRE DE SYSTÈMES ASSERVIS SIMPLIFIÉS

Considérons le servomécanisme de position à courant continu dont la représentation schématique est donnée sur la figure II-5; il permet d'établir une correspondance déterminée entre une tension x (grandeur d'entrée) et une position angulaire θ (grandeur de sortie) d'un axe de potentiomètre; sur cet axe pourra être montée une aiguille se déplaçant devant un cadran (appareil de téléindication ou de téléaffichage). Afin que la relation entre x et θ soit linéaire, il faut choisir un potentiomètre aussi parfaitement linéaire que possible. Le moteur à excitation séparée utilisé peut être remplacé par un moteur dont l'inducteur est un aimant permanent. Par ailleurs, dans un but de simplification, une liaison mécanique directe a été représentée entre moteur et potentiomètre; pratiquement, cette liaison est réalisée au moyen d'un démultiplicateur (à engrenages, par exemple).

3.1. Étude de l'équilibre. — Compte tenu des notations de la figure II-5 et en supposant le potentiomètre parfaitement linéaire d'une part, de faible résistance devant R_2 d'autre part, nous pouvons écrire :

$$u = -E\frac{\theta}{\theta_0}$$

Par ailleurs, si nous admettons que la résistance d'entrée de l'amplificateur est infinie (ou puisse être considérée comme telle relativement à R_1 et R_2), nous pouvons établir l'expression donnant la tension à l'entrée de l'amplificateur. En appliquant le théorème de superposition des états permanents (V. t. 1, Électricité, chap. 10), il vient :

$$e = u\,\frac{R_1}{R_1 + R_2} + x\,\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

ou encore :

$$e = \left(x + u\frac{R_1}{R_2}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Si les frottements solides sont négligeables, l'état d'équilibre, caractérisé par l'arrêt du moteur, se traduit algébriquement en écrivant que e est nulle, ce qui implique la nullité de l'expression entre parenthèses :

$$x + u\frac{R_1}{R_2} = 0$$

ou en tenant compte de l'expression donnant u :

$$x - E\frac{R_1}{R_2}\frac{\theta}{\theta_0} = 0$$

La relation entre grandeurs d'entrée et de sortie est donc la suivante :

$$\theta = \theta_0\frac{R_2}{R_1}\frac{x}{E} = k\,x \quad \text{avec} \quad k = \frac{R_2}{R_1}\frac{\theta_0}{E}$$

Du point de vue pratique, θ ne peut jamais dépasser la valeur θ_0 et cela se traduit par la condition suivante :

$$x \leqslant \frac{R_1}{R_2}E$$

L'équation précédente définit parfaitement la position d'équilibre atteinte : c'est l'équation caractéristique de l'équilibre appelée équation du régime statique.

3.2. Étude du régime dynamique. — Partant d'un régime d'équilibre, imaginons que nous appliquons une brusque variation de tension à l'entrée. Il apparaît alors une tension e à l'entrée de l'amplificateur et un courant i traverse le moteur, courant supposé proportionnel à la tension à l'entrée de l'amplificateur :

$$i = A\,e \quad (A \text{ désignant une constante})$$

En tenant compte de la valeur de e obtenue précédemment, il vient :

$$i = A\left(x + u\frac{R_1}{R_2}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$i = A\left(x - E\frac{R_1}{R_2}\frac{\theta}{\theta_0}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Le moment T du couple moteur est proportionnel à ce courant i :

$$T = C\,i \quad (C = \text{constante de couple})$$

D'où :

$$T = C\,A\left(x - E\frac{R_1}{R_2}\frac{\theta}{\theta_0}\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Pour caractériser l'état du système en évolution, nous introduirons une grandeur nouvelle qui sera appelée *écart à la sortie*. L'écart à la sortie δ, à un instant t quelconque, est la différence $\delta = (\theta_1 - \theta)$ entre la valeur θ_1 de la grandeur de sortie en régime établi pour la valeur x de la grandeur d'entrée ($\theta_1 = kx$) et la valeur θ de la grandeur de sortie à l'instant t.

En introduisant cet écart à la sortie δ dans l'expression du moment du couple T, nous obtenons :

$$T = C A \left[x - \frac{E R_1}{R_2} \frac{(\theta_1 - \delta)}{\theta_0} \right] \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

En remarquant qu'à l'équilibre $\theta = \theta_1$ et $x - \frac{E R_1}{R_2} \frac{\theta_1}{\theta_0} = 0$ (caractéristique de l'équilibre), nous pouvons écrire aussi l'égalité suivante :

$$T = C A \frac{E R_1}{R_2} \frac{\delta}{\theta_0} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = C A K \delta$$

dans laquelle K représente une constante :

$$K = \frac{E}{\theta_0} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Nous obtenons donc une expression très simple, liant le moment du couple moteur T et l'écart à la sortie δ.

Comme à tout instant, le moment du couple moteur est égal à la somme des moments des couples d'inertie et de frottement (nous supposons que les frottements sont uniquement d'origine visqueuse), le régime dynamique est donc défini par l'équation différentielle suivante :

$$T = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + f \frac{d \theta}{dt} = C A K \delta$$

En remplaçant δ par sa valeur ($kx - \theta$), cette équation s'écrit :

$$J \frac{d^2 \theta}{dt_2} + f \frac{d \theta}{dt} + C A K \theta = C A K k x$$

C'est l'équation d'un mouvement pendulaire de pulsation :

$$\omega = \sqrt{\frac{C A K}{J} - \frac{f^2}{4 J^2}}$$

Dans le cas où des oscillations sont possibles, elles sont amorties et le coefficient d'amortissement est :

$$\alpha = -\frac{f}{2 J}$$

On s'applique à annuler les oscillations en dotant le système d'un amortissement suffisant, par exemple, en augmentant artificiellement les frottements.

Avant de conclure sur cet exemple remarquons que, contrairement à ce que nous avons constaté avec le groupe Ward-Léonard, dans un tel système l'état d'équilibre est caractérisé par l'arrêt du moteur, c'est-à-dire par une valeur nulle de la tension à l'entrée de l'amplificateur.

4. THÉORIE DES SYSTÈMES LINÉAIRES. NOTION DE FONCTION DE TRANSFERT

Tous les systèmes asservis fonctionnent essentiellement en régime transitoire et leur comportement en régime dynamique est aussi important que leurs performances statiques. Ce comportement dynamique peut être étudié au moyen d'équations différentielles obtenues en appliquant les lois physiques au système considéré.

Un système physique est dit linéaire lorsque les équations qui le régissent sont des équations différentielles linéaires à coefficients constants (V. t. 1, Mathématiques, chap. 22). Par exemple, les réseaux électriques dits à constantes localisées sont des systèmes physiques linéaires. Selon que ces équations différentielles sont du premier ordre, du second ordre, etc., le système est dit du premier ordre, du second ordre, etc.

En général, on caractérise un système par sa réponse à des entrées particulières telles que :

— *échelon de position à l'entrée*, c'est la *réponse indicielle* du système (un signal est appelé échelon s'il est nul avant un instant déterminé et s'il est constant ensuite) ;

— *entrée sinusoïdale*, c'est la *réponse harmonique* du système ou *réponse en fréquence ;*

— *échelon de vitesse à l'entrée*, c'est la *réponse à une rampe ;*

— *impulsion à l'entrée*, c'est la *réponse impulsionnelle* du système.

Pour cette étude, il est très commode d'utiliser les notions de calcul opérationnel qui sont basées sur les propriétés de la transformée de Laplace (V. t. 1, Mathématiques, chap. 24).

4.1. Exemple de système du premier ordre. —

L'équation différentielle correspondant à un système du premier ordre peut s'écrire :

$$\tau \frac{ds}{dt} + s = e$$

Les grandeurs d'entrée et de sortie (respectivement e et s) sont des fonctions du temps ; τ est une constante.

Pour familiariser le lecteur avec ces systèmes et avec les méthodes de calcul employées, nous prendrons une « image électrique » du système : nous allons considérer un circuit électrique régi par une équation différentielle présentant la même forme que l'équation ci-dessus. Les grandeurs d'entrée et de sortie sont alors des tensions ou des courants ; elles sont les images des grandeurs réelles appliquées au système physique.

Fig. II-6

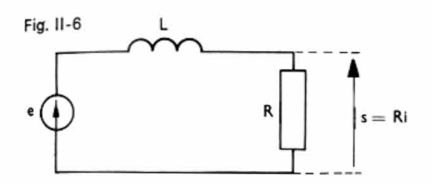


Fig. II-7

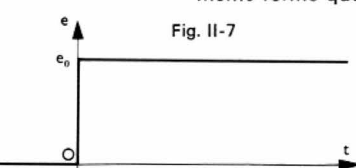
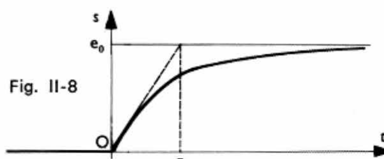


Fig. II-8



Pour un système du premier ordre, nous sommes conduits à étudier la loi d'établissement du courant dans une portion de circuit formée d'une résistance R et d'une inductance L et soumise à une tension e (fig. II-6). Les résultats ont déjà été établis en partie (V. t. 1, Électricité, chap. 26) et nous écrirons immédiatement l'équation applicable au circuit durant le régime transitoire :

$$L \frac{di}{dt} + Ri = e$$

Si nous considérons la tension appliquée à l'entrée $e(t) = e$ comme grandeur d'entrée et la tension aux bornes de la résistance R : $s(t) = s = Ri$ comme grandeur de sortie, l'équation peut s'écrire :

$$\frac{L}{R} \frac{ds}{dt} + s = e$$

C'est bien une équation différentielle du premier ordre à coefficients constants ; la constante τ est alors égale au rapport $\frac{L}{R}$.

4.1.1. Réponse à un échelon ; constante de temps et temps de réponse. —

À un instant pris pour origine des temps, nous appliquons brutalement une tension à l'entrée du système (échelon de tension, fig. II-7). Autrement dit :

$$\begin{cases} e = 0 \text{ pour } t < 0 \\ e = e_0 \text{ pour } t > 0 \end{cases}$$

Si nous intégrons mathématiquement l'équation précédente, il vient :

$$s = e_0 \, (1 - \mathbf{e}^{-t/\tau}) \qquad (\mathbf{e} = 2{,}718)$$

La constante τ a la dimension d'un temps : c'est la **constante de temps** du circuit. La réponse est donc représentée par une exponentielle (fig. II-8).

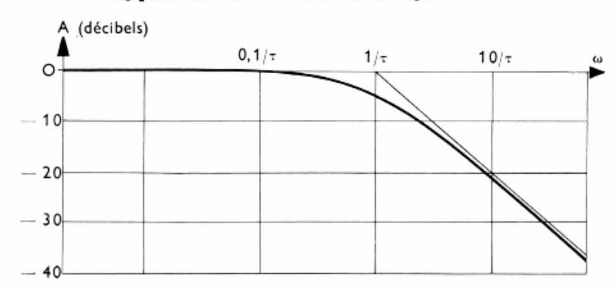
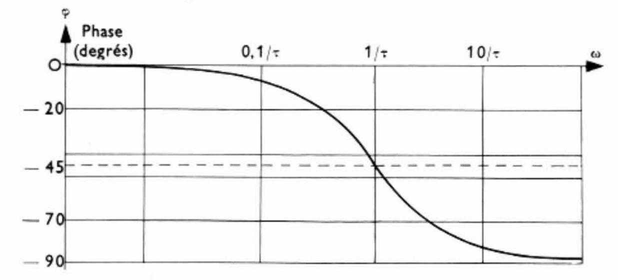


Fig. II-9 a — Diagramme d'amplitude

Fig. II-9 b — Diagramme de phase



La constante de temps du circuit ou du système physique caractérise la rapidité du régime transitoire. C'est aussi le temps au bout duquel la sortie atteint environ les deux tiers de la valeur finale, $e_0\ (1 - \frac{1}{\mathbf{e}})$ exactement.

Le *temps de réponse du système*, utilisé habituellement pour caractériser la rapidité du régime transitoire, est le « temps de réponse à 5 % », c'est-à-dire le temps au bout duquel le système a atteint son régime définitif à plus ou moins 5 % près et à partir duquel il ne s'en écarte pas de plus de 5 %. Ce temps de réponse est environ égal à trois fois la constante de temps :

$$t_r\ (5\ \%) \approx 3\ \tau$$

4.1.2. Réponse harmonique. — Une tension d'entrée sinusoïdale peut être représentée par l'équation suivante : $e = \widehat{e}_0 \sin \omega t$ si nous désignons par $\widehat{e}_0$ la valeur maximale de ce signal. La tension de sortie correspondante obtenue en régime permanent ou **régime forcé** est égale à :

$$s = \widehat{s}_0 \sin (\omega t + \varphi)$$

Le rapport des amplitudes $\widehat{s}_0$ et $\widehat{e}_0$ est l'affaiblissement et l'angle φ représente le déphasage entre s et e.

Rappelons que le rapport des amplitudes est égal au rapport de la résistance R et de l'impédance Z du circuit ($Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$) :

$$A_0 = \frac{\widehat{s}_0}{\widehat{e}_0} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$$

La tangente de l'angle φ est égale au rapport $\frac{L\omega}{R}$ (V. t. 1, Électricité, chap. 31) :

$$A_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L\omega}{R}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}}$$

$$\varphi = -\ \text{Arc tg}\ \tau\omega$$

Cela montre que, du point de vue dynamique, la sortie ne « suit » pas parfaitement l'entrée.

On a l'habitude de représenter graphiquement les variations de A_0 et de φ en fonction de ω. Pour des raisons de commodités, cette représentation se fait en coordonnées logarithmiques ou semi-logarithmiques (V. t. 1, Électronique, chap. 12).

En abscisses, les longueurs sont proportionnelles au logarithme décimal de la pulsation ω sur les deux diagrammes ; en ordonnées, il faut porter l'atténuation exprimée en décibels pour l'un : $A = 20 \log_{10} A_0$ (diagramme d'amplitude ou réponse en amplitude), le déphasage exprimé en degrés pour l'autre (diagramme de phase ou réponse en phase).

Diagramme d'amplitude (fig. II-9 a). — La courbe présente deux asymptotes qui se coupent au point de coordonnées $A = 0$ dB, $\omega = \frac{1}{\tau}$ (pulsation de coupure du système).

L'asymptote horizontale est l'axe des abscisses. L'asymptote oblique est la courbe d'équation $A_0 = \frac{1}{\omega\tau}$ qui est une droite en coordonnées logarithmiques ; sa pente est de — 20 dB par décade (— 6 dB par octave). Le diagramme asymptotique du système qui représente schématiquement la réponse en fréquence est souvent seul pris en considération.

Diagramme de phase (fig. II-9 b). — Il présente aussi deux asymptotes qui sont les droites d'équations :

$\varphi = 0$ pour les fréquences basses,
$\varphi = -\ 90°$ pour les fréquences élevées.

La phase est toujours négative et décroissante, la courbe possède un point d'inflexion de coordonnées : $\varphi = -\ 45°$, $\omega = \frac{1}{\tau}$.

Autre représentation : lieu de transfert ou lieu de Nyquist. — C'est la représentation de la fonction $\frac{1}{1 + j\tau\omega}$ dans le plan complexe :

— le module du rayon-vecteur est égal au rapport A_0 des amplitudes,
— l'angle polaire est égal à la phase φ.

La courbe ainsi obtenue, graduée en pulsations, contient les mêmes renseignements que la représentation en amplitude et en phase. Elle est communément appelée **lieu de transfert ou de Nyquist.** Pour le cas présent (fig. II-10), ce lieu est un demi-cercle.

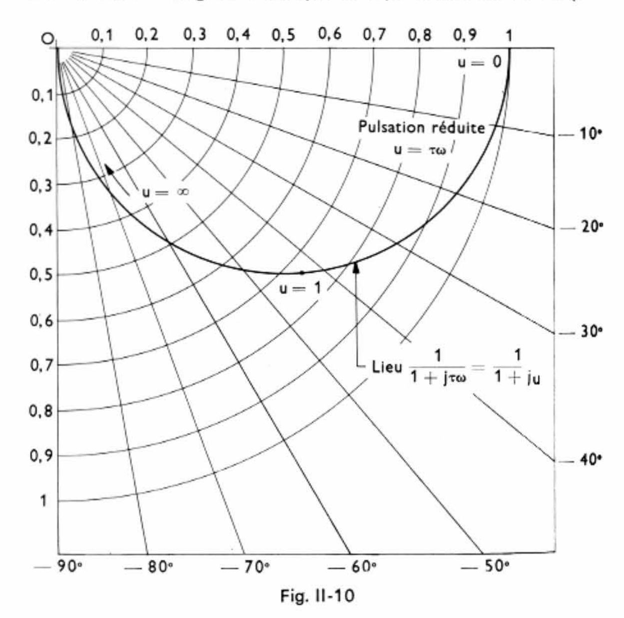


Fig. II-10

4.1.3. Réponse à une entrée quelconque. — Mathématiquement, dans le cas particulier de conditions initiales nulles, si la tension d'entrée $e(t)$ du système a une transformée de Laplace $E(p)$, la transformée de Laplace $S(p)$ de la tension de sortie $s(t)$, est donnée par la relation suivante :

$$\tau p S(p) + S(p) = E(p)$$

soit :

$$S(p) = \frac{1}{1 + \tau p} E(p)$$

La transformée de la sortie est égale au produit de l'opérateur : $\frac{1}{1+\tau p}$ et de la transformée de l'entrée. Cet opérateur est appelé **fonction de transfert** ou **transmittance du système.** Ce résultat est général et il pouvait être appliqué pour déterminer la réponse à un échelon et la réponse harmonique. En effet, nous pouvons remarquer que le lieu de transfert défini précédemment n'est autre que la représentation de la fonction de transfert lorsque nous posons : $p = j\omega$. L'analyse de ce système du premier ordre doit donc permettre au lecteur de bien entrevoir l'importance de cette notion fondamentale qu'est la fonction de transfert. Par la suite, nous verrons comment cette fonction permet de caractériser tout système linéaire, quel que soit son ordre.

4.2. Exemple de système du deuxième ordre. — Ces systèmes sont très nombreux. Ce sont tous les systèmes caractérisés par :

— une inertie ou un moment d'inertie ;
— un frottement dit visqueux ;
— un rappel élastique.

Ils sont définis au moyen d'une équation différentielle pouvant se mettre sous la forme suivante :

$$m\frac{d^2s}{dt^2} + f\frac{ds}{dt} + Ks = \lambda e_1$$

dans laquelle m, f, K et λ sont des constantes, s et e_1 désignant encore des fonctions du temps.

Après simplification par m, elle peut aussi être présentée sous une autre forme. En effet, il vient :

$$\frac{d^2s}{dt^2} + \frac{f}{m}\frac{ds}{dt} + \frac{K}{m}s = \frac{\lambda}{m}e_1$$

et en posant :

$\frac{f}{m} = 2z\omega_n$ (z est appelé coefficient d'amortissement réduit)

$\frac{K}{m} = \omega_n^2$ (ω_n est appelé pulsation propre du système)

$\frac{\lambda}{m}e_1 = \omega_n^2 e$

elle s'écrit :

$$\frac{d^2s}{dt^2} + 2z\omega_n\frac{ds}{dt} + \omega_n^2 s = \omega_n^2 e$$

C'est cette dernière équation que nous considérerons par la suite.

4.2.1. Réponse à un échelon. — Nous recherchons directement la fonction de transfert en utilisant les transformées de Laplace. Il vient :

$$p^2 S(p) + 2z\omega_n p\,S(p) + \omega_n^2 S(p) = \omega_n^2 E(p)\ \frac{\omega_n^2}{p}$$

puisque la transformée de Laplace d'un échelon unité est la fraction $\frac{1}{p}$ (nous supposons, pour simplifier, que $e(t)$ est un échelon unité ; s'il n'en est pas ainsi, le résultat est à multiplier par une constante). D'où nous tirons :

$$S(p) = \frac{1}{p}\ \frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2z\left(\frac{p}{\omega_n}\right) + 1}$$

La fonction :

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + 2z\left(\frac{p}{\omega_n}\right) + 1}$$

est la *fonction de transfert du système.*

L'amortissement du système a une très grande influence sur la réponse transitoire. La figure II-11 montre bien que, lorsqu'il est faible (z petit), les oscillations sont importantes et la durée du régime transitoire peut être très grande.

4.2.2. Réponse harmonique. — En utilisant la même équation différentielle que précédemment et en posant

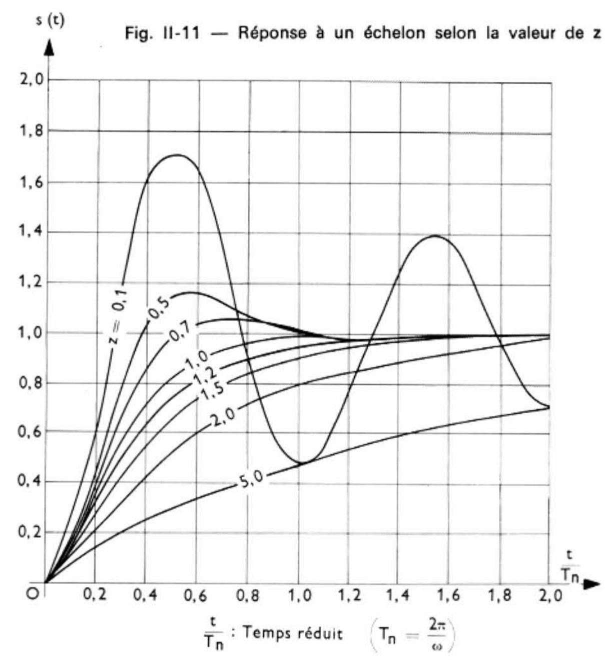


Fig. II-11 — Réponse à un échelon selon la valeur de z

$e = \hat{e}_0 \sin \omega t$, nous allons chercher une solution de la forme $s = \hat{s}.\sin(\omega t + \varphi)$. À titre d'exemple, nous allons montrer que nous pouvons retrouver les résultats précédents en employant les nombres complexes (V. t. 1, Électricité, chap. 30) ; nous posons :

$$\underline{e} = \hat{e}_0\,\mathbf{e}^{j\omega t}$$

$$\underline{s} = \hat{s}_0\,\mathbf{e}^{j(\omega t + \varphi)}$$

étant entendu que e et s sont respectivement les parties imaginaires de $\underline{e}$ et de $\underline{s}$.

L'équation différentielle s'écrit :

$$(j\omega)^2\hat{s}_0\,\mathbf{e}^{j(\omega t+\varphi)} + 2z\omega_n(j\omega)\,\hat{s}_0\,\mathbf{e}^{j(\omega t+\varphi)} + \omega_n^2\hat{s}_0\,\mathbf{e}^{(j\omega t+\varphi)} = \omega_n^2\hat{e}_0\,\mathbf{e}^{j\omega t}$$

soit, en simplifiant par $\mathbf{e}^{j\omega t}$:

$$[(j\omega)^2 + 2z\omega_n(j\omega) + \omega_n^2]\,\hat{s}_0\,\mathbf{e}^{j\varphi} = \omega_n^2\hat{e}_0$$

Le rapport des amplitudes des grandeurs de sortie et d'entrée est donc égal à :

$$A_0 = \frac{\hat{s}_0}{\hat{e}_0} = \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2z\omega_n(j\omega) + \omega_n^2}\,\mathbf{e}^{-j\varphi}$$

$$A_0 = \frac{1}{\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2z\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right) + 1}\,\mathbf{e}^{-j\varphi}$$

La fraction :

$$\frac{1}{\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2z\left(j\frac{\omega}{\omega_n}\right) + 1} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + 2jz\frac{\omega}{\omega_n}} = A_0\,\mathbf{e}^{j\varphi}$$

se présente bien sous la même forme que la fonction de transfert, la variable p étant remplacée par $(j\omega)$.

Nous pouvons alors représenter :

— *les diagrammes d'amplitude et de phase.* Le diagramme d'amplitude (V. fig. II-12) indique comment varie le module de l'expression donnant A_0 en fonction de ω :

$$A_0 = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2z\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{(1-u^2)^2 - (2zu)^2}}$$

si nous désignons par u la pulsation réduite $\left(u = \frac{\omega}{\omega_n}\right)$. Le

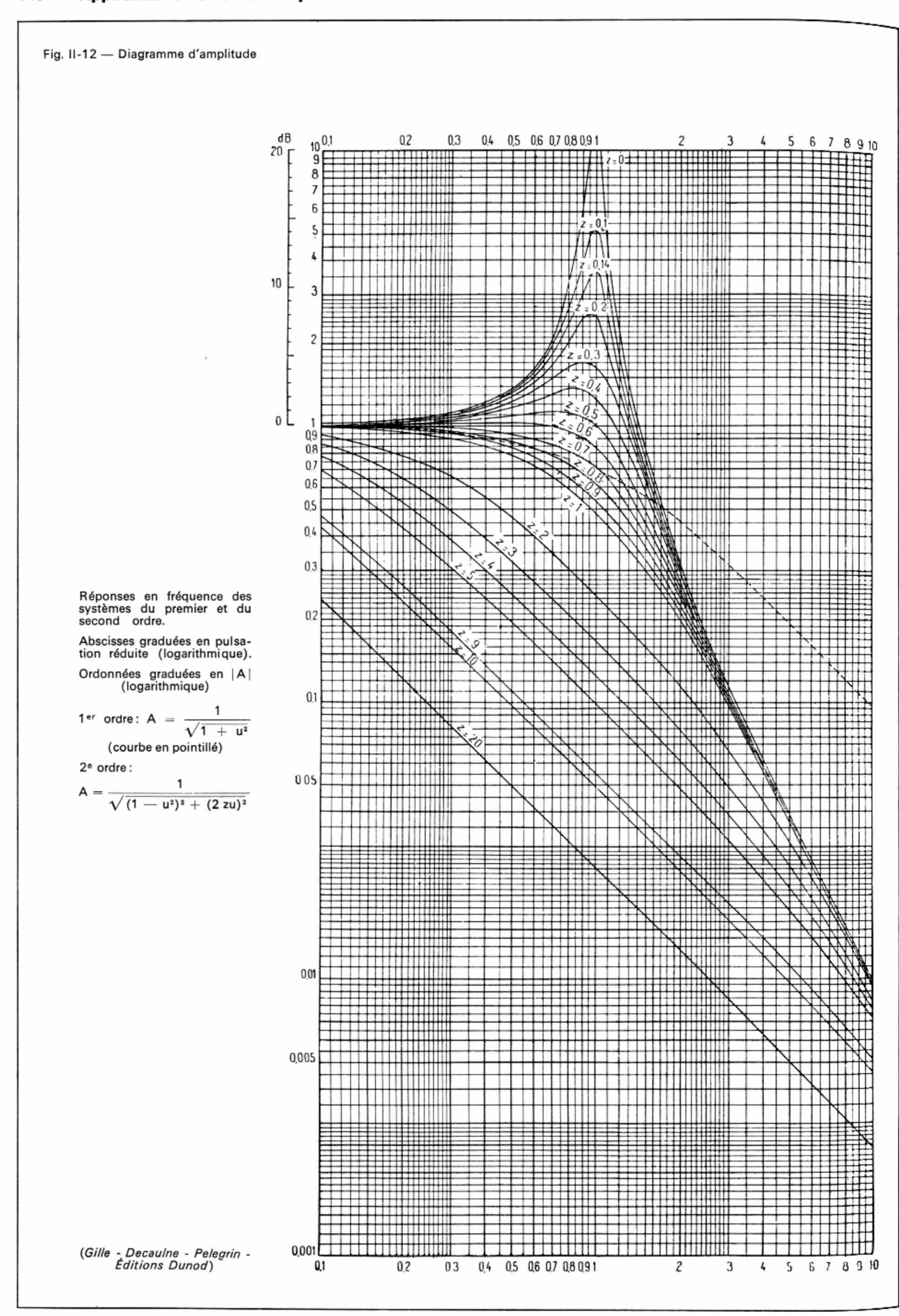


Fig. II-12 — Diagramme d'amplitude

Fig. II-13 — Diagramme de phase

Réponses en fréquence des systèmes du premier et du deuxième ordre. Abscisses graduées en pulsation réduite (logarithmique). Ordonnées graduées en degrés. Courbes graduées en amortissement réduit z

1[er] ordre : $\Phi = -\operatorname{arc\,tg} u$ (courbe en pointillé)

2[e] ordre : $\Phi = -\operatorname{arc\,tg} \dfrac{2\,zu}{1 - u^2}$



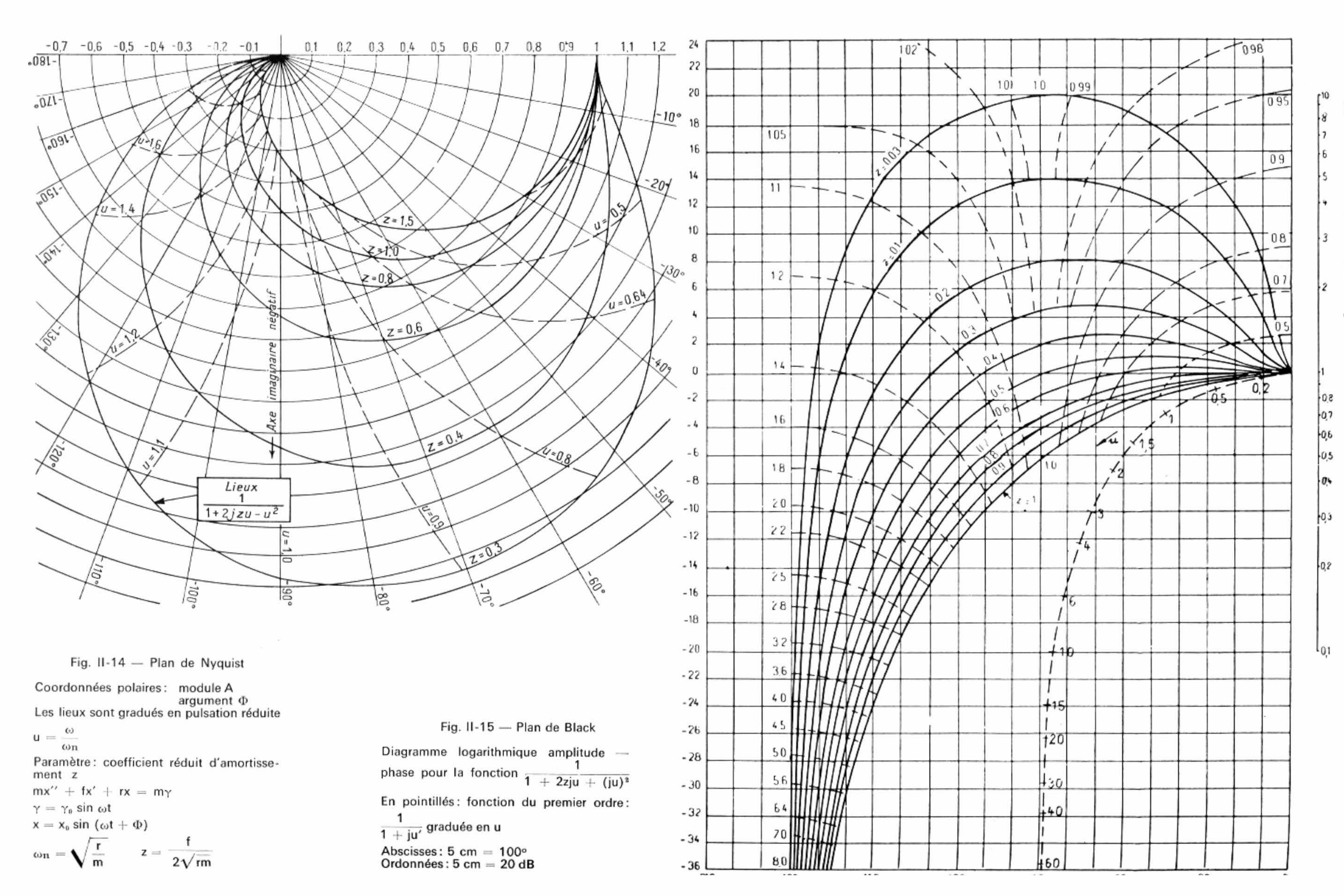


Fig. II-14 — Plan de Nyquist

Coordonnées polaires : module A, argument Φ

Les lieux sont gradués en pulsation réduite

$u = \frac{\omega}{\omega_n}$

Paramètre : coefficient réduit d'amortissement z

$mx'' + fx' + rx = m\gamma$

$\gamma = \gamma_0 \sin \omega t$

$x = x_0 \sin (\omega t + \Phi)$

$\omega_n = \sqrt{\frac{r}{m}}$ $\quad z = \frac{f}{2\sqrt{rm}}$

Fig. II-15 — Plan de Black

Diagramme logarithmique amplitude — phase pour la fonction $\frac{1}{1 + 2zju + (ju)^2}$

En pointillés : fonction du premier ordre : $\frac{1}{1 + ju'}$ graduée en u

Abscisses : 5 cm = 100°

Ordonnées : 5 cm = 20 dB

diagramme de phase (fig. II-13) représente les variations de l'argument φ en fonction de ω :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-2z\frac{\omega}{\omega_n}}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} = \frac{-2zu}{1-u^2} \Rightarrow = -\text{Arc tg}\,\frac{2zu}{1-u^2}$$

— *le lieu de transfert dans le plan complexe* (fig. II-14) ;
— *ce même lieu dans le plan de Black*, qui sera défini ci-après (§ 5.2) (fig. II-15).

4.2.3. Réponse à une entrée quelconque. — Si les conditions initiales sont telles que *s*, *e*, $\frac{de}{dt}$ et $\frac{ds}{dt}$ sont nulles à l'instant pris pour origine, nous trouvons que la transformée de Laplace de *s* est :

$$S(p) = \frac{1}{\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^2 + \frac{2zp}{\omega_n} + 1} E(p)$$

ce qui peut s'écrire :

$$\boxed{S(p) = T(p) \, . \, E(p)}$$

$T(p)$ représente la *fonction de transfert du système*.

4.2.4. Performances des systèmes du second ordre. — Les courbes obtenues mettent bien en évidence que la forme de la réponse en fréquence (lieu de transfert ou diagrammes amplitude-phase) et l'allure du régime transitoire de la réponse indicielle dépendent essentiellement du coefficient d'amortissement. La réponse harmonique met en évidence que l'amplitude de A_0 passe par une valeur maximale lorsque l'amortissement est suffisamment faible. Le calcul montre que ce maximum est atteint lorsque $u = \frac{\omega}{\omega_n} = \sqrt{1-2z^2}$; la fréquence correspondante est la fréquence de résonance $f_r = \frac{\omega_n}{2\pi}\sqrt{1-2z^2}$.

Ce maximum est égal à $Q = \frac{1}{2z\sqrt{1-z^2}}$. Ce nombre Q est le facteur de résonance ; il varie avec l'amortissement (fig. II-16).

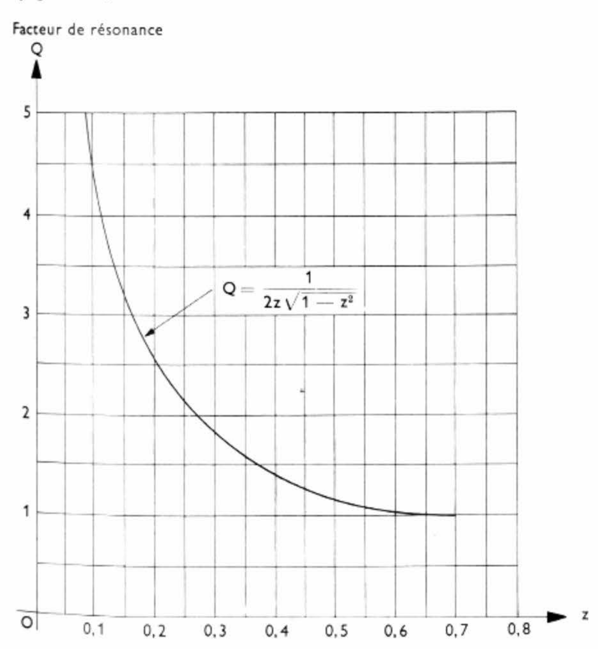


Fig. II-16 — Systèmes du second ordre : relation entre l'amortissement et le facteur de résonance de la réponse en fréquence

La réponse à un échelon permet de connaitre l'amplitude du premier dépassement ou **dépassement transitoire** (*D*) (fig. II-17).

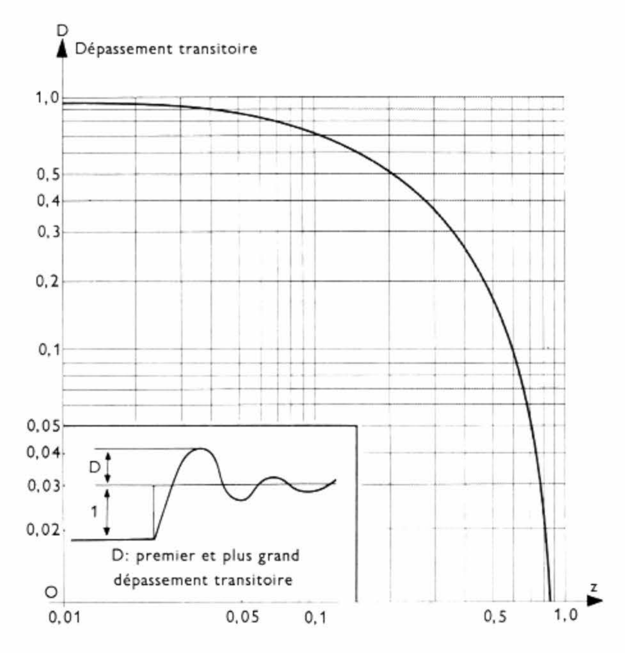


Fig. II-17 — Systèmes du second ordre : relation entre l'amortissement et le dépassement transitoire en réponse à un échelon-unité

Les performances dynamiques d'un système du second ordre sont caractérisées par l'un des trois paramètres (Q, z ou D). Cela est extrêmement important du point de vue expérimental : réponse harmonique et réponse indicielle sont également intéressantes et sont étroitement liées. Cela est d'autant plus important que les résultats rigoureux obtenus avec les systèmes du second ordre peuvent s'appliquer aux systèmes d'ordre plus élevé moyennant certaines approximations.

5. GÉNÉRALISATION DES NOTIONS DE FONCTION ET LIEU DE TRANSFERT

Nous considérons toujours un système linéaire ; l'équation générale qui le régit est de la forme :

$$A_m \frac{d^m e}{dt_m} + \ldots + A_1 \frac{de}{dt} + A_0 e(t) = B_n \frac{d^n s}{dt_n} + \ldots + B_1 \frac{ds}{dt} + B_0 s(t)$$

Si nous supposons que les fonctions $e(t)$ et $s(t)$ et toutes leurs dérivées respectivement jusqu'aux ordres m et n sont nulles à l'instant initial, la réponse du système à une entrée quelconque $e(t)$ est obtenue au moyen de la transformée de Laplace. La transformée $S(p)$ de la grandeur de sortie $s(t)$ est égale à :

$$S(p) = \frac{A_m p^m + \ldots + A_1 p + A_0}{B_n p^n + \ldots + B_1 p + B_0} E(p)$$

ce qui s'écrit symboliquement :

$$S(p) = T(p) \, . \, E(p)$$

$T(p)$ représente la fonction de transfert du système.

Cette notion de fonction de transfert se trouve ainsi généralisée à un système d'ordre (m, n).

5.1. Cas des entrées en impulsion et en échelon. — La fonction de transfert d'un système est la transformée de Laplace de sa réponse impulsionnelle :

$$E(p) = 1 \Rightarrow T(p) = S(p)$$

La fonction de transfert d'un système est aussi la transformée de Laplace de la dérivée de la réponse indicielle :

$$E(p) = \frac{1}{p} \Rightarrow T(p) = p\,S(p) = \left\{ \begin{array}{l}\text{transformée de Laplace de} \\ \text{la dérivée de } s(t)\end{array}\right.$$

5.2. Réponse harmonique. — Il est facile de montrer que dans le cas où la tension d'entrée est de la forme

$e(t) = \hat{e}.\sin \omega t$, nous obtenons une fonction $T(j\omega)$ égale à :

$$T(j\omega) = \frac{A_m(j\omega)^m + \ldots + A_1 j\omega + A_0}{B_n(j\omega)^n + \ldots + B_1 j\omega + B_0}$$

Cela montre encore tout l'intérêt de la notion de fonction de transfert et la possibilité de caractériser complètement un système au moyen d'essais harmoniques à différentes fréquences.

De la même façon, nous pouvons généraliser la notion de lieu de transfert et de courbes amplitude et phase en fonction de la pulsation (ou de la fréquence). Ces représentations définissent entièrement les propriétés et le comportement du système.

Un autre type de représentation est parfois utilisé, appelé lieu de transfert dans le *plan de Black*. La phase φ, exprimée en degrés, est placée en abscisses tandis qu'en ordonnées, c'est le nombre $A = 20 \lg A_0$ qui est porté. La commodité de cette représentation est due essentiellement aux raisons suivantes :

— un changement du gain statique du système se ramène à une translation verticale :

$$20 \lg \lambda A_0 = 20 \lg \lambda + 20 \lg A_0$$

— la multiplication de fonctions de transfert conduit à une addition vectorielle :

$$A_0 = A'_0 A''_0 \ldots$$
$$\Downarrow$$
$$20 \lg A_0 = 20 \lg A'_0 + 20 \lg A''_0 + \ldots$$

= somme des ordonnées des facteurs du produit

$$\varphi = \varphi' + \varphi'' + \ldots$$

= somme des abscisses des facteurs du produit

— de plus, l'application aux systèmes asservis est extrêmement directe comme nous le verrons par la suite.

6. DÉTERMINATION PRATIQUE DES FONCTIONS ET LIEUX DE TRANSFERT

La fonction de transfert ou l'une de ses représentations graphiques définissant complètement un système, il reste à voir comment ces éléments peuvent être obtenus, tant du point de vue théorique qu'expérimental.

6.1. Calcul des fonctions de transfert. — Les exemples déjà rencontrés montrent la ligne de conduite à adopter, à savoir :

— Déterminer la grandeur d'entrée et la grandeur de sortie du système.

— Écrire l'équation différentielle liant ces deux grandeurs.

— Transformer l'équation en variable de Laplace et déterminer ainsi la fonction de transfert.

— Éventuellement, représenter graphiquement le lieu suivant l'un des modes décrits.

Malheureusement, lorsque la complexité du système croît, cette méthode devient rapidement inextricable. En général, il faut alors avoir recours à des méthodes expérimentales qui donnent directement accès au lieu de transfert.

6.2. Détermination expérimentale des fonctions de transfert

6.2.1. Méthode des essais harmoniques. — Cette méthode consiste à exciter le système à différentes fréquences et à mesurer l'amplitude et la phase de la sortie par rapport à l'entrée. Elle est très utilisée dans le domaine électrique et à un degré moindre dans le domaine mécanique. Elle a un inconvénient majeur qui est la longueur des expériences (pour chaque fréquence, il faut attendre que le régime forcé soit atteint).

Un certain nombre d'appareils a été mis au point pour permettre de mesurer l'atténuation et le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée. Ces appareils sont appelés **transféromètres.** Un transféromètre, entièrement électronique, comprend, par exemple :

— un oscillateur basse fréquence (fig. II-18), délivrant un signal de référence sinusoïdal dont la fréquence peut être ajustée de 0,01 Hz jusqu'à plusieurs kilohertz et qui est destiné à solliciter le système à analyser ;

— un indicateur de quadrature qui détecte simultanément les composantes du signal de sortie du système analysé, en phase ou en quadrature, avec le signal de référence ;

— un analyseur de coordonnées polaires ou déphaseur (fig. II-19), qui permet de retarder ou d'avancer de 0° à 180° la phase du signal de référence.



Fig. II-19 — Générateur-déphaseur
(*Philips industrie*)



Fig. II-18 — Oscillateur basse fréquence
(*Philips industrie*)

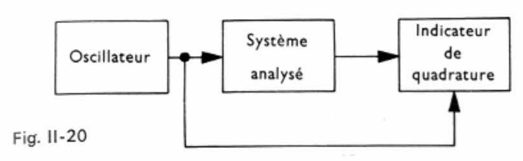


Fig. II-20

L'analyse d'un système peut être réalisée :

— soit avec les deux premiers éléments seulement (oscillateur et indicateur de quadrature), auquel cas c'est le lieu de transfert du système qui est obtenu (fig. II-20) ;

— soit avec les trois éléments, en utilisant l'indicateur de quadrature comme indicateur de zéro (fig. II-21), auquel cas c'est la réponse du système en amplitude et en phase en fonction de la fréquence qui est obtenue.

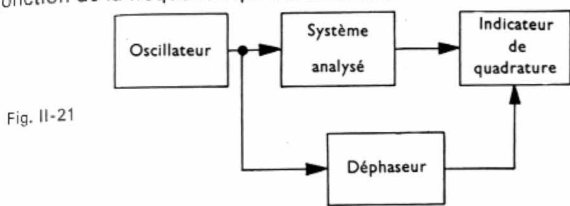


Fig. II-21

6.2.2. Méthode des essais transitoires. — La méthode la plus couramment utilisée est l'analyse indicielle : elle consiste à faire varier la grandeur d'entrée en échelon et à enregistrer la grandeur de sortie.

L'avantage de cette méthode est de ne nécessiter que des essais brefs et de mettre en œuvre un matériel souvent simple. Son inconvénient est de ne pas donner directement accès à la fonction de transfert. Une méthode graphique de dépouillement de tels essais a été mise au point (Strej) ; elle consiste à déterminer une fonction de transfert approximative de la forme :

$$T(p) = T_0 \frac{e^{-\tau' p}}{(1 + \tau p)^n}$$

dans le cas d'un système à réponse apériodique.

Si nous considérons une courbe de réponse classique (fig. II-22), les paramètres T_0, τ', s'obtiennent directement :

$$T_0 = \frac{\hat{s}_0}{\hat{e}_0} \quad ; \tau' = \text{retard pur éventuel}$$

Pour déterminer les autres paramètres, il faut tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe : elle délimite deux intervalles de temps, T_u et T_a. On montre que les valeurs de n et de T_0 ne dépendent que de celles de T_u et de T_a (la correspondance entre ces couples de valeurs est généralement donnée sous forme de tableaux ou d'abaques).

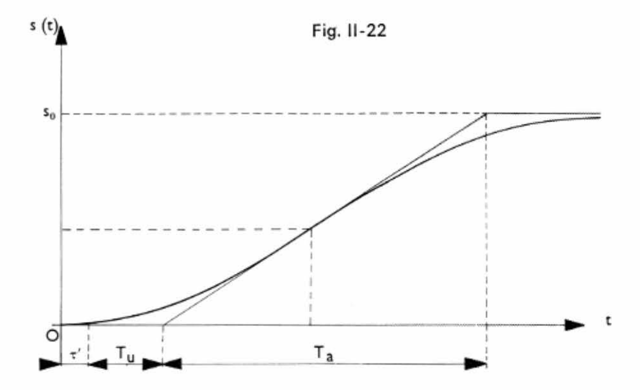


Fig. II-22

D'autres méthodes de dépouillement plus élaborées ont été mises au point, elles s'inspirent le plus souvent de celle décrite ci-dessus.

6.3. Signification et interprétation des différentes méthodes. — Toutes les méthodes décrites reviennent à déduire $T(p)$ de l'équation fondamentale :

$$T(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$$

Elles ne diffèrent que par le choix de $E(p)$, c'est-à-dire de $e(t)$. Elles visent à caractériser un système au moyen d'un nombre d'essais réduit, au lieu de l'étudier en le faisant fonctionner dans des conditions qui lui sont propres.

L'équation précédente montre que, théoriquement tout au moins, tous les essais sont équivalents et qu'un seul essai suffit à caractériser complètement un système. Cela est dû au fait que nous ne considérons que des systèmes linéaires dont les propriétés sont extrêmement réduites.

CHAPITRE III

THÉORIE DES SYSTÈMES ASSERVIS

FONCTION DE TRANSFERT STABILITÉ - COMPENSATION

1. FONCTION DE TRANSFERT DES SYSTÈMES ASSERVIS

1.1. Relations fondamentales. — Au diagramme fonctionnel élémentaire d'un système asservi (chaîne directe et chaîne de retour) de la figure III-1 où nous

Fig. III-1

A l'entrée du système (représenté par un rectangle) est appliquée la grandeur $\varepsilon = e - s$

supposons un retour unitaire (c'est-à-dire que la grandeur de sortie s est directement appliquée à l'organe comparateur), nous pouvons faire correspondre la fonction de transfert $T(p)$:

$$T(p) = \frac{S(p)}{\varepsilon(p)}$$

$T(p)$ est appelée fonction de transfert du système asservi en boucle ouverte. Comme : $\varepsilon(p) = E(p) - S(p)$ nous pouvons éliminer $\varepsilon(p)$ entre les deux équations ; nous obtenons alors la fonction $W(p)$ qui représente la *fonction de transfert en boucle fermée du système asservi :*

$$W(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{T(p)}{1 + T(p)}$$

la fonction :

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + T(p)} E(p)$$

permet de considérer la fraction $\frac{1}{1 + T(p)}$ comme *fonction de transfert écart-entrée*. Dans le cas où le retour n'est pas unitaire mais dépend d'un système dont la fonction de

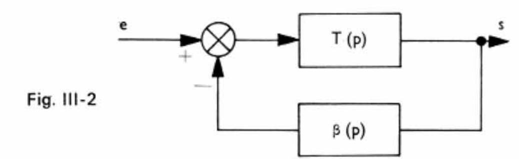


Fig. III-2

transfert est $\beta(p)$ (fig. III-2), la fonction $W(p)$ devient :

$$W(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{T(p)}{1 + T(p)\,\beta(p)}$$

Cette équation peut être considérée comme celle d'un système à retour unitaire dont la fonction de transfert de la chaîne directe serait $T(p)\,\beta(p)$ et qui serait suivie en cascade d'un élément de fonction de transfert $\frac{1}{\beta(p)}$ (fig. III-3). Il est donc toujours possible de se ramener au cas d'un retour unitaire.

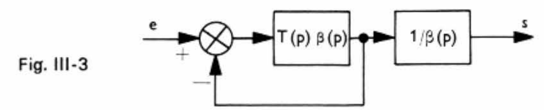


Fig. III-3

1.2. Introduction des perturbations. — En général, une perturbation s'introduit à un niveau intermédiaire de la chaîne directe (fig. III-4). L'expression de l'écart devient alors :

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + T_1(p)\,T_2(p)}\,E(p) - \frac{T_2(p)}{1 + T_1(p)\,T_2(p)}\,D(p)$$

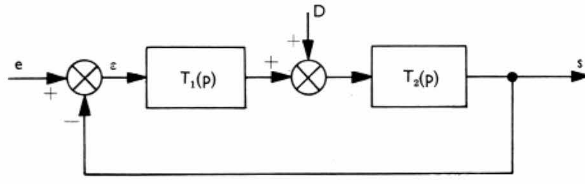


Fig. III-4

Cette relation est très importante car elle met en évidence :

— d'une part les écarts dus au fonctionnement en régulateur : $E(p) = 0$:

$$\varepsilon_1(p) = \frac{T_2(p)}{1 + T_1(p)\,T_2(p)}\,D(p)$$

— d'autre part les écarts dus au fonctionnement en asservissement :

$$\varepsilon_2(p) = \frac{1}{1 + T_1(p)\,T_2(p)}\,E(p)$$

Elle montre que ces deux fonctions de transfert $\varepsilon_1(p)$ et $\varepsilon_2(p)$ ont, comme nous le verrons plus loin, la même équation caractéristique :

$$1 + T_1(p)\,T_2(p) = 0$$

et, par conséquent, ont la même loi de stabilité.

2. LIEUX DE TRANSFERTS DES SYSTÈMES ASSERVIS

L'expression de la fonction de transfert d'un système asservi :

$$W(p) = \frac{T(p)}{1 + T(p)}$$

montre que, si le comportement du système en boucle ouverte est connu (c'est-à-dire si $T(p)$ est connu), nous pourrons déduire son comportement en boucle fermée (c'est-à-dire $W(p)$).

2.1. Interprétation graphique. — En pratique, la fonction $T(p)$ est tracée dans le plan de Black sur lequel sont portées, au préalable, les courbes d'égale amplitude de la fonction de transfert en boucle fermée, à savoir $20 \lg \left|\frac{T}{1+T}\right|$ = constante et les courbes d'égale phase de cette même fonction. C'est l'abaque de Black (fig. III-5).

— *Régime statique :* En régime statique, la valeur de la fonction de transfert en boucle fermée se déduit immédiatement de la position du point représentatif de $T(0)$, c'est-à-dire de la valeur de $T(p)$ lorsque p est nul.

Si $T(p)$ possède une intégration ou un pôle à l'origine, par exemple si $T(p) = \frac{K}{p(1 + \tau p)}$, $T(0)$ a pour coordonnées l'infini et $-90°$ et $W(0) = 1$: le point correspondant se trouve donc sur le contour de Black « 0 dB ». Cela signifie qu'en régime statique $s(t) = e(t)$: le système ne présente pas d'écart de position ($\varepsilon(p) = 0$).

Si $T(p)$ ne possède pas d'intégration à l'origine, par exemple, si : $T(p) = \frac{K}{1 + \tau p}$, alors : $T(0) = K$ et : $W(0) = \frac{K}{1 + K}$.

Le système présente un écart de position :

$$\varepsilon(0) = \frac{1}{1 + K} \approx \frac{1}{K}$$

En conclusion :

— L'écart permanent diminue quand le gain statique en boucle ouverte augmente.

— L'écart devient nul si le système présente une intégration $\left(\frac{1}{p}\right)$ dans la chaîne directe.

— Une résonance, c'est-à-dire un maximum de $W(p)$, se traduit dans l'abaque de Black par la tangence de la courbe représentant $T(p)$ et d'un contour de Black. Si la courbe $T(p)$ s'approche du point 0 (0 dB, $-180°$) dit **point critique,** le facteur de résonance augmente et, à la limite, si la courbe passe par ce point : $1 + T(p) = 0$; la fréquence correspondante est la fréquence de résonance. Le système oscille : on dit souvent alors qu'il y a **pompage.**

— En général, $W(p)$ passe de 1 à 0 lorsque la fréquence varie de 0 à l'infini : un système asservi se comporte comme un filtre passe-bas. Le plus souvent, la bande passante du système est définie par la fréquence de coupure à -6 dB ; elle est lue directement sur l'abaque de Black. Compte tenu des propriétés démontrées pour les systèmes du deuxième ordre, nous pouvons dire que l'inspection du lieu de transfert en boucle ouverte, dans le plan de Black, permet d'avoir un certain nombre de renseignements sur le comportement du système en boucle fermée et en particulier :

— La valeur de la bande passante est une image du temps de réponse.

— Celle du facteur de résonance est une image du degré d'amortissement en régime transitoire.

2.2. Réglage du gain en boucle ouverte. — D'une façon générale, l'augmentation du gain conduit à une meilleure précision pour un asservissement en régime statique ; en contrepartie, cette augmentation peut conduire à un régime oscillatoire en régime dynamique. Cet aspect est bien connu des praticiens : c'est le dilemme stabilité-précision. Il faut adopter un compromis et celui-ci consiste souvent à prendre un gain en boucle ouverte suffisant pour obtenir une valeur déterminée pour le facteur de résonance Q. Une valeur généralement admise par les spécialistes est : $Q = 1{,}3$ (ou 2,3 dB). Il apparaît ici l'intérêt de la représentation dans l'abaque de Black où la recherche du gain se traduit par une translation verticale du lieu $T(p)$ jusqu'à ce qu'il soit tangent au contour 2,3 dB.

3. RÉGIME PERMANENT DES SYSTÈMES ASSERVIS

Les résultats précédents peuvent être généralisés au moyen de relations entre le régime définitif ($t \to \infty$) d'un système asservi et le comportement aux basses fréquences ($\omega \to 0$) de sa fonction de transfert en boucle ouverte.

3.1. Écart de position. — Un asservissement peut ne pas présenter d'écart de position lorsqu'il est soumis à une

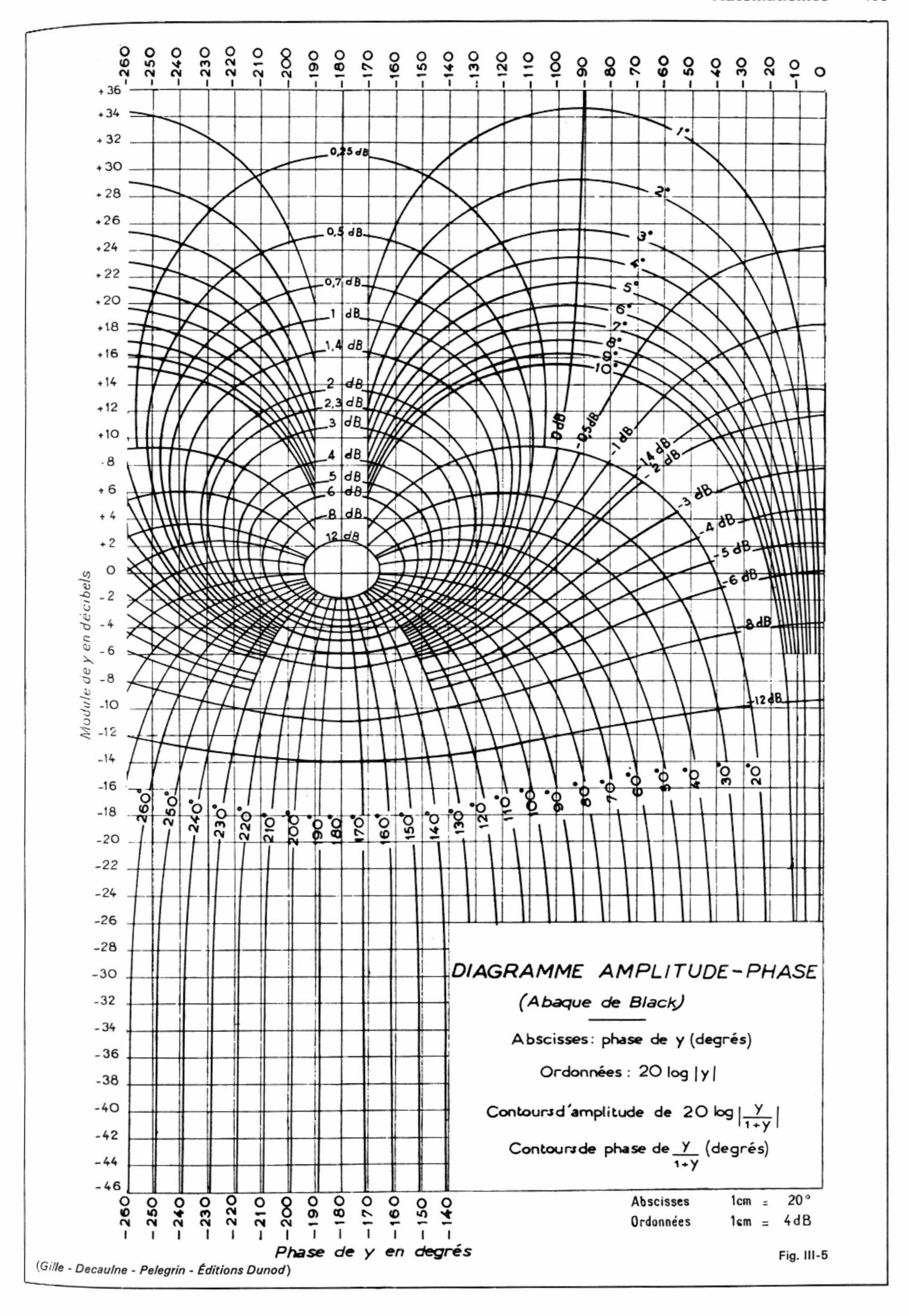


Fig. III-5

(Gille - Decaulne - Pelegrin - Éditions Dunod)

entrée en échelon. Nous allons démontrer que cela est dû à la présence d'intégration dans la fonction de transfert en boucle ouverte. L'expression donnant l'écart $\varepsilon(p)$ en fonction de $E(p)$ est la suivante :

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + T(p)} E(p)$$

Si e_0 est l'amplitude de l'échelon à l'entrée, $E(p) = \frac{e_0}{p}$.

En appliquant le théorème de la valeur finale sur les transformées de Laplace, nous avons :

$$\varepsilon(t) \underset{t \to \infty}{=} \lim_{p \to 0} p\,\varepsilon(p) = \lim_{p \to 0} \frac{e_0}{1 + T(p)}$$

ce qui montre que, pour que $\varepsilon(\infty)$ soit nul, il faut que $[1 + T(0)]$ soit infini, c'est-à-dire qu'il y ait intégration (ou pôle à l'origine) pour la fonction correspondant à la chaîne directe.

3.2. Écart de traînage. — La propriété précédente s'étend au cas d'un échelon de vitesse. Pour qu'un système asservi présente une erreur de traînage nulle, il faut qu'il y ait une double intégration (ou pôle double à l'origine) dans sa fonction de transfert en boucle ouverte. S'il y a une seule intégration (système du premier ordre : $T(p) = \frac{K}{p(1 + \tau p)}$), le système présentera une erreur de traînage : $\varepsilon(\infty) = \frac{e_0}{K}$.

3.3. Influence des perturbations. — Les résultats précédents ne tiennent compte que de l'aspect asservissement. Pour envisager l'aspect régulation, il faut faire intervenir des perturbations (V. fig. III-4) et considérer l'expression généralisée donnant l'écart $\varepsilon(p)$:

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + T_1(p)\,T_2(p)} \cdot E(p) - \frac{T_2(p)}{1 + T_1(p)\,T_2(p)} D(p)$$

L'erreur due aux perturbations est :

$$\varepsilon_1(p) = D(p) \frac{T_2(p)}{1 + T_1(p)\,T_2(p)} = \frac{D(p)}{T_1(p)} \times \frac{T(p)}{1 + T(p)}$$

$T(p) = T_1(p)\,T_2(p)$ étant la fonction de transfert en boucle ouverte. Dans le cas schématique d'une perturbation en échelon d'amplitude d_0, nous pouvons à nouveau appliquer le théorème de la valeur finale :

$$\varepsilon_1(t) \underset{t \to \infty}{=} \lim_{p \to 0} .p\,\varepsilon_1(p)$$

$$= \lim_{p \to 0} .p.\frac{d_0}{p} \cdot \frac{1}{T_1(p)} \cdot \frac{T(p)}{1 + T(p)}$$

$$= d_0 \lim_{p \to 0} . \frac{1}{T_1(p)} \cdot \frac{T(p)}{1 + T(p)}$$

Le terme $\frac{T(p)}{1 + T(p)}$ est toujours voisin de 1 si p tend vers zéro (il l'est rigoureusement si $T(p)$ possède au moins une intégration) et l'erreur est donc nulle si $T_1(p)$ possède une intégration (ou pôle à l'origine). Il apparaît donc que, vis-à-vis des perturbations, l'existence d'une erreur permanente nulle ne dépend que des intégrations des fonctions de transfert des systèmes situés en amont du point d'application des perturbations. Dans le cas où l'erreur existe, elle est inversement proportionnelle au gain statique de la partie amont de la chaîne.

4. STABILITÉ DES ASSERVISSEMENTS LINÉAIRES

4.1. Stabilité des systèmes linéaires. — Un système est stable quand il tend à revenir à son état permanent après une perturbation. Une condition nécessaire et suffisante pour qu'un système linéaire soit stable est que tous les pôles de sa fonction de transfert aient leur partie réelle négative. Pour que $H(p) = \frac{P(p)}{Q(p)}$ soit stable, il suffit que les zéros de $Q(p)$ soient à partie réelle négative, ce qui correspond à des exponentielles amorties pour les fonctions temporelles. L'équation $Q(p) = 0$ est appelée *équation caractéristique du système*. Il existe des critères algébriques qui permettent d'étudier la stabilité sans avoir à résoudre l'équation précédente ; le critère généralement utilisé est le critère de Routh. L'équation caractéristique étant la suivante :

$$Q(p) = B_n p^n + B_{n-1} p^{n-1} + \ldots + B_1 p + B_0 = 0$$

avec $B_n > 0$ et $B_0 \neq 0$, les coefficients sont rangés suivant deux lignes :

$$\begin{matrix} B_n & B_{n-2} & B_{n-4} & \ldots \\ B_{n-1} & B_{n-3} & B_{n-5} & \ldots \end{matrix}$$

et sur les lignes suivantes sont placés les produits en croix :

$$\alpha = \frac{B_{n-1}.B_{n-2} - B_n.B_{n-3}}{B_{n-1}}$$

$$\beta = \frac{B_{n-1}.B_{n-4} - B_n.B_{n-5}}{B_{n-1}}$$

$$\gamma = \ldots$$

$$\alpha' = \frac{\alpha B_{n-3} - B_{n-1}\,\beta}{\alpha}$$

$$\beta' = \frac{\alpha B_{n-5} - B_{n-1}\,\gamma}{\alpha}$$

$$\gamma' = \ldots$$

et ainsi de suite.

Le tableau présente donc l'aspect suivant :

$$\begin{matrix} B_n & B_{n-2} & B_{n-4} & \ldots \\ B_{n-1} & B_{n-3} & B_{n-5} & \ldots \\ \alpha & \beta & \gamma & \ldots \\ \alpha' & \beta' & \gamma' & \ldots \end{matrix}$$

La condition, pour que le système soit stable, est que *tous les termes de la première colonne du tableau ainsi élaboré soient positifs*. Si ce n'est pas le cas, le système est instable et s'il y a m changements de signe, l'équation possède m racines à partie réelle positive.

4.2. Stabilité des systèmes asservis

4.2.1. Conditions théoriques de stabilité. — Pour qu'un système asservi soit stable, il faut que l'équation caractéristique : $1 + T(p) = 0$ n'ait aucun « zéro » à partie réelle positive. Pour résoudre le problème de stabilité, il est possible d'appliquer l'une des méthodes décrites (résolution de l'équation caractéristique ou application d'un critère algébrique) mais, en réalité, pour des raisons de commodité, le plus souvent ce sont des critères graphiques, appliqués au lieu de transfert en boucle ouverte, qui sont utilisés.

4.2.2. Critère de Nyquist. — Avant d'énoncer le critère, il est indispensable de définir le lieu complet de Nyquist : ce lieu complet est le lieu de transfert dans le plan complexe tracé pour les pulsations positives et négatives et éventuellement bouclé à l'infini. Le complément, pour les pulsations négatives, est obtenu directement par symétrie du lieu de transfert par rapport à l'axe des réels. Le bouclage à l'infini, dans le cas où le lieu de transfert comporte une branche infini, est un arc de cercle de rayon infini reliant, dans le sens trigonométrique inverse, le point représentatif de $\omega = 0^-$ au point représentant $\omega = 0^+$.

Exemple : Sur la figure III-6 est tracé le lieu complet de Nyquist de la fonction $T(p) = \frac{K}{p(1 + \tau p)}$.

— *Énoncé du critère.* La condition nécessaire est suffisante pour qu'un système asservi soit stable et que son lieu de Nyquist en boucle ouverte, parcouru de $\omega = -\infty$ à $\omega = +\infty$, entoure le point critique $(-1,0)$ dans le sens trigonométrique, un nombre de fois égal au nombre de pôles instables de la fonction de tranfert en boucle ouverte. Dans le cas courant où le système est stable en boucle ouverte, la condition revient à ce que le lieu n'entoure pas le point critique. Dans la majorité des cas de systèmes asservis, ce critère peut être simplifié et adapté au lieu de transfert classique. Il devient alors le *critère du revers* dont

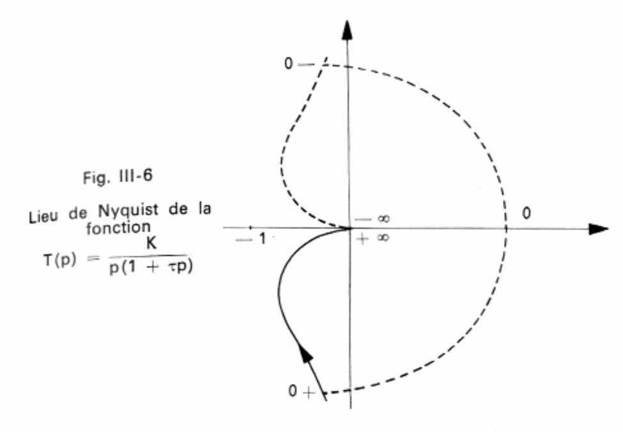


Fig. III-6

Lieu de Nyquist de la fonction

$T(p) = \frac{K}{p(1 + \tau p)}$

l'énoncé est le suivant : un système asservi linéaire est stable si, en décrivant le lieu de transfert en boucle ouverte dans le sens des fréquences croissantes, le point critique est laissé à gauche. Ce critère se transpose immédiatement au plan de Black mais, dans ce cas, le point critique doit être laissé à droite.

4.2.3. Conditions pratiques de stabilité. — L'expérience montre que la notion de stabilité au sens mathématique n'est pas suffisante. En effet, un système physique, quel qu'il soit, présente toujours des retards parasites qui obligent à prendre une certaine marge vis-à-vis du résultat théorique. Il faut alors chiffrer le degré de stabilité par la plus ou moins grande proximité du lieu de transfert et du point critique. Le plus souvent, ce degré de stabilité est caractérisé par les marges de phase et de gain ou par le facteur de résonance. La marge de phase est le déphasage supplémentaire qui amènerait le lieu de transfert à passer par le point critique. La marge de gain est l'augmentation de gain qui amènerait le lieu de transfert à passer par le point critique. Ces notions sont matérialisées pour des représentations dans le plan complexe (fig. III-7) et dans le plan de Black (fig. III-8). Le facteur de résonance reflète bien, en général, les deux marges définies ci-dessus. Les valeurs, généralement admises, sont voisines de 45° pour la marge de phase, de 12 dB pour la marge de gain et de 2,3 dB pour le facteur de résonance.

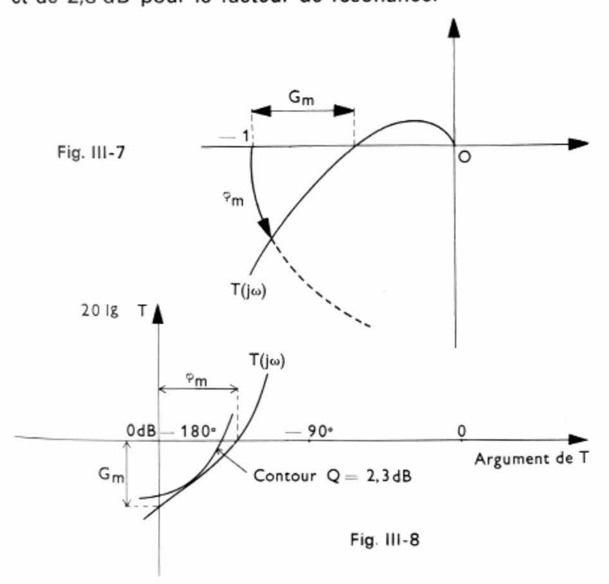


Fig. III-7

Fig. III-8

5. COMPENSATION DES SYSTÈMES ASSERVIS

5.1. Critères de performances des asservissements. — D'une manière générale, un asservissement doit posséder les qualités suivantes :

— être stable avec une marge suffisante ;
— présenter un grand gain en boucle ouverte ;
— avoir une fréquence de résonance élevée.

La stabilité est la qualité la plus impérative et nous venons de voir qu'il faut prévoir une certaine marge de sécurité pour remédier à d'éventuels retards parasites du système. Cette marge de stabilité assure aussi un amortissement convenable du régime transitoire. Un grand gain en boucle ouverte donne au système sa précision en régime permanent. L'erreur statique est nulle pour un système qui présente un gain infini en boucle ouverte (intégration).

La fréquence propre élevée ou la largeur de la bande passante sont représentatives du temps de réponse du système. Malheureusement, ces critères ne sont pas indépendants et même, le plus souvent, ils sont contradictoires : c'est encore le dilemme stabilité-précision. Un critère de qualité, garantissant un certain compromis entre ces exigences, a été énoncé par Hall et Sartorius ; il consiste à caractériser la qualité d'un asservissement par l'intégrale du carré de l'écart :

$$I = \int_0^\infty \varepsilon^2(t)\,dt$$

Qualitativement, ce critère répond aux exigences précédentes car, dans le cas de la réponse à un échelon, il garantit :

— un écart permanent nul, sans quoi I serait infini ;
— une rapidité relative du régime transitoire du fait de l'importance prédominante de l'erreur au début de ce régime ;
— un certain degré d'amortissement du fait que les erreurs dues aux oscillations sont cumulées dans I.

Un critère algébrique d'amortissement, portant sur la fonction de transfert du système asservi, a été énoncé par Naslin. Lorsque cette fonction de transfert est de la forme :

$$W(p) = \frac{k}{Q(p)}$$

où $Q(p)$ est un polynôme en p de degré n, soit :

$$Q(p) = a_0 + a_1 p + \ldots + a_n p^n$$

qui permet de définir les rapports caractéristiques suivants :

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2},\ \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3},\ \ldots\ \alpha_n = \frac{a_n^2}{a_{n-1}\,a_{n+1}}$$

une condition suffisante de stabilité est (critère de Naslin) :

$$\alpha_1 \geqslant \alpha \qquad \alpha_2 \geqslant \alpha \ldots \qquad \alpha_n \geqslant \alpha$$

où α joue le rôle d'un véritable facteur d'amortissement, comparable au coefficient z des systèmes de second ordre. Pratiquement, α doit être compris entre 1,75 et 2 suivant la qualité d'amortissement désiré, ce qui correspond approximativement aux valeurs 0,5 et 0,7 de z pour un système du second ordre (V. fig. II-11).

5.2. Compensation des systèmes asservis. — Le gain en boucle ouverte d'un système asservi doit être réglé pour assurer un compromis entre la stabilité et la précision mais les performances qui découlent de ce réglage sont le plus souvent insuffisantes. Pour remédier à cet inconvénient, il faut modifier la fonction de transfert en boucle ouverte du système ou, ce qui revient au même, déformer le lieu de transfert. Les figures III-9 et III-10 illustrent cette notion de compensation du système. La figure III-9 montre l'évolution du lieu de transfert d'un système du troisième ordre sans intégration, lorsque le gain statique seul est modifié. Nous voyons que l'augmentation de ce gain est

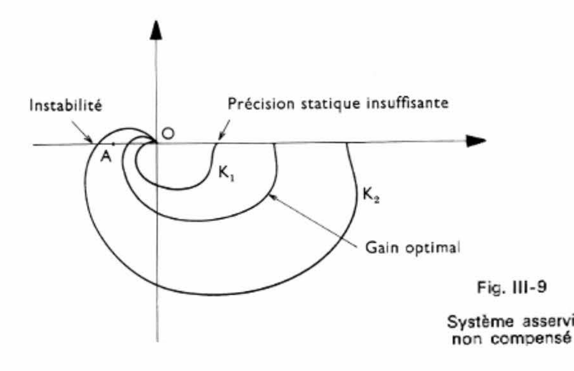


Fig. III-9

Système asservi non compensé

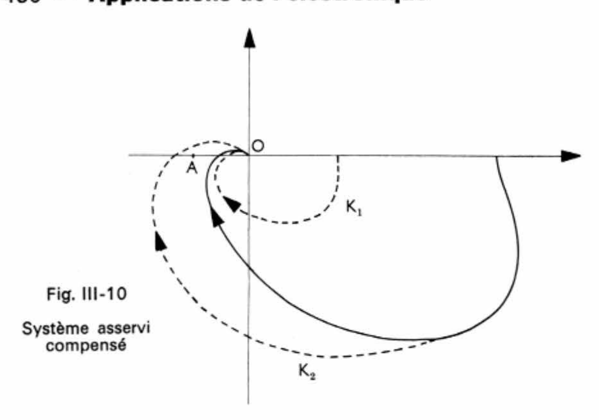


Fig. III-10
Système asservi compensé

limitée par la stabilité du système. La figure III-10 montre qu'en déformant le lieu de transfert dans un certain domaine de fréquences, il est possible d'obtenir un gain statique qui aurait conduit à une instabilité pour le système non compensé. Cette déformation peut être réalisée de deux façons :

— En partant du gain K_2 et en modifiant le lieu de transfert au voisinage de la résonance jusqu'à obtenir la stabilisation : il s'agit de compensation par avance de phase ou contrôle dérivé.

— En partant du gain K_1 et en augmentant sélectivement ce gain dans la région des basses fréquences : il s'agit de compensation par retard de phase ou contrôle intégral.

Les éléments qui permettent de réaliser cette opération sont appelés **compensateurs, contrôleurs, correcteurs** et quelquefois **régulateurs.** Ils sont généralement placés dans l'étage basse puissance de la chaîne directe (V. fig. II-2)

5.2.1. Compensation par avance de phase ou contrôle dérivé. — Partant d'un système insuffisamment stable, il s'agit de déformer le lieu de transfert au voisinage de la résonance en l'éloignant du point critique. Cela peut être obtenu par un correcteur qui provoque un déphasage avance pour les fréquences voisines de la fréquence de résonance (d'où le nom de compensation par avance de phase). Un correcteur de fonction de transfert :

$$\Gamma(p) = (1 + \tau p)$$

possède cette propriété : il apporte une avance de phase φ = Arc tg $\omega\alpha$ à la pulsation ω. Ce correcteur peut être soit un réseau correcteur passif, mais il faut alors chercher une fonction de transfert proche du cas idéal, soit un dispositif actif.

— *Réseau passif.* Une des réalisations les plus usuelles est le réseau représenté sur la figure III-11. Sa fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$\Gamma(p) = \frac{1}{a}\frac{1 + a\tau p}{1 + \tau p}$$

avec :

$$a = 1 + \frac{R_1}{R_2} \text{ (facteur d'avance de phase)}$$

et : $\tau = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$ (constante de temps du réseau)

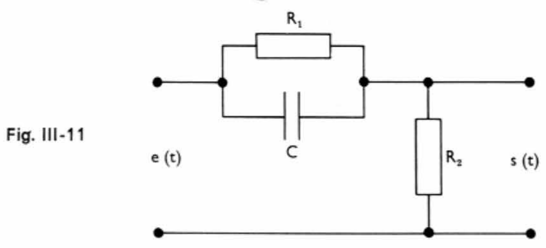
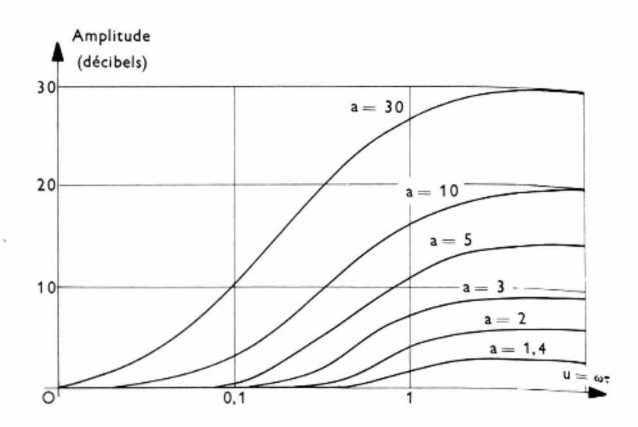


Fig. III-11

La réponse en fréquence d'un tel réseau (diagrammes amplitude et phase) est représentée sur la figure III-12. Les deux paramètres a et τ sont déterminés de façon assez empirique avec les critères définis précédemment.



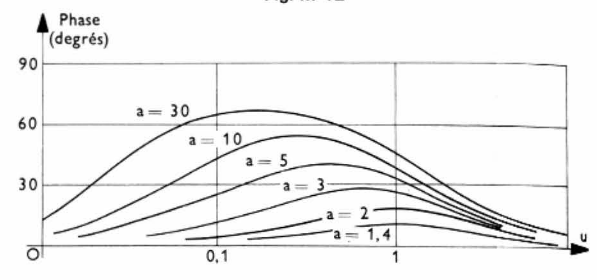


Fig. III-12

— *Réseau actif.* La fonction $\Gamma(p) = 1 + \tau p$ peut alors être réalisée de façon rigoureuse à l'aide d'un amplificateur opérationnel (V. t. 1, Électronique, chap. 16) qui présente deux caractéristiques importantes : grande impédance d'entrée et grand gain en boucle ouverte. Si un tel amplificateur est monté suivant le schéma représenté sur la figure III-13, la fonction de transfert du correcteur ainsi élaboré est :

$$\Gamma(p) = \frac{S(p)}{E(p)} \approx -\frac{Z_c(p)}{Z_e(p)}$$

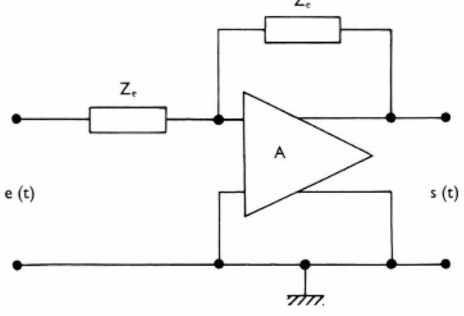
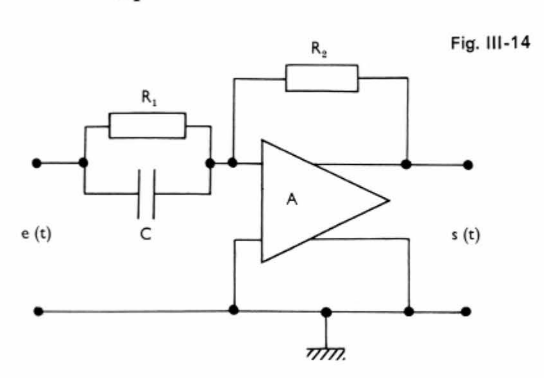


Fig. III-13

En adoptant pour Z_c et Z_e la configuration de la figure III-14, nous trouvons :

$$\Gamma(p) = \frac{R_2}{R_1}(1 + R_1 Cp) = 1 + RCp \quad \text{si} \quad R_1 = R_2 = R$$

Fig. III-14



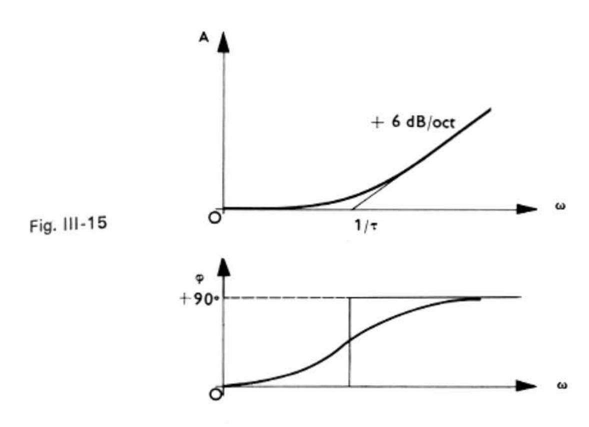


Fig. III-15

Les diagrammes d'amplitude et de phase correspondant sont représentés sur la figure III-15.

Comme dans le cas précédent, τ est déterminé de façon empirique au moyen des tracés correspondant au lieu de transfert dans l'abaque de Black pour plusieurs valeurs de τ. Il est possible d'opérer de façon plus systématique en utilisant le critère d'amortissement de Naslin comme nous le verrons de façon plus précise au paragraphe 5.2.3.

5.2.2. Compensation par retard de phase ou contrôle intégral. — Il s'agit cette fois, partant d'un système stable mais insuffisamment précis en régime permanent, d'augmenter le gain aux fréquences basses et ainsi, à la limite, de le rendre intégrateur (d'où le nom de contrôle intégral).

La fonction de transfert d'un tel correcteur est de la forme :

$$\Gamma(p) = 1 + \frac{1}{\tau p}$$

Il peut être réalisé approximativement ou rigoureusement suivant qu'il est fait appel à un système passif ou actif.

— *Réseau passif.* La réalisation typique d'un tel réseau correcteur est représentée sur la figure III-16 ; la fonction de transfert correspondante est la suivante :

$$\Gamma(p) = \frac{1 + \tau p}{1 + b\tau p}$$

avec :

$$b = 1 + \frac{R_1}{R_2} \text{ (facteur de retard de phase)}$$

$$\tau = R_2 C \text{ (constante de temps)}$$

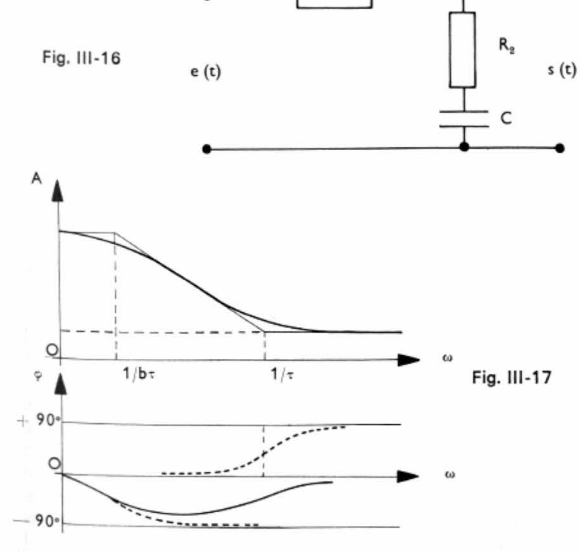


Fig. III-16

Fig. III-17

La réponse en fréquence est représentée sur la figure III-17 (diagrammes amplitude et phase).

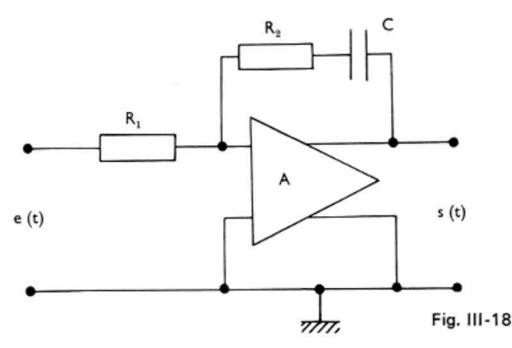


Fig. III-18

— *Réseau actif.* Un amplificateur opérationnel bouclé sur des impédances convenables (fig. III-18) est encore utilisé ici.

La fonction de transfert du système correcteur ainsi élaboré s'écrit (fig. III-19) :

$$\Gamma(p) = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{1}{R_2 C p}\right) = 1 + \frac{1}{RCp} \qquad \text{si } R_1 = R_2 = R$$

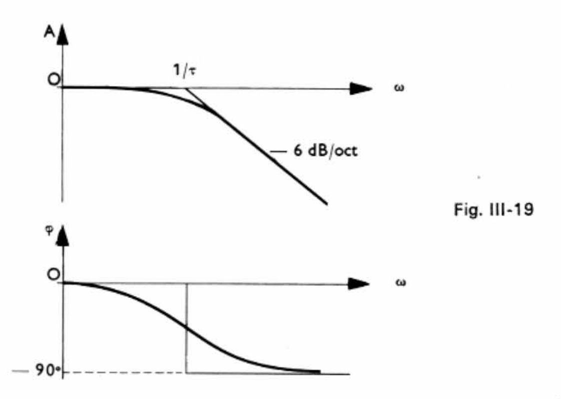


Fig. III-19

La valeur de τ est déterminée de la même façon que dans le cas du contrôle dérivé.

5.2.3. Combinaison du contrôle dérivé et du contrôle intégral. — Les deux modes de compensation sont, en fait, complémentaires puisque les zones d'action des deux sortes de correcteurs se situent dans des domaines de fréquences différents. Moyennant certaines précautions pour éviter des « interactions », les deux sortes de correcteurs ont été incorporées dans de nombreux régulateurs industriels ; ils sont généralement appelés correcteurs ou régulateurs proportionnel, intégral et dérivé (en abrégé P.I.D.). Le plus souvent, ils sont réalisés au moyen de réseaux actifs et leur fonction de transfert se présente sous la forme suivante :

$$\Gamma(p) = \Gamma_0\left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p\right)$$

Dans cette équation, Γ_0 désigne le gain statique, T_i et T_d étant respectivement les constantes de temps d'intégration et de dérivation.

La mise en œuvre de ces correcteurs P.I.D. peut être empirique, auquel cas il faut tracer plusieurs combinaisons de lieux de transfert dans le plan de Black jusqu'à trouver une solution satisfaisante. Le plus souvent, une méthode plus systématique, faisant appel au critère de Naslin (V. ci-dessus § 5.1), est utilisée. Le mode opératoire sera décrit à propos d'un exemple. Le système à compenser a été au préalable « identifié », c'est-à-dire que sa fonction de transfert en boucle ouverte a été déterminée (au moyen de l'un des procédés décrits au chapitre 2, § 4). Supposons que la fonction de transfert trouvée par la méthode de l'analyse indicielle soit :

$$S(p) = \frac{S_0}{(1 + \tau p)^4}$$

Le régulateur adopté étant du type P.I.D., il faut chercher les paramètres Γ_0, T_i et T_d pour que la réponse du système

soit satisfaisante. La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$W(p) = \frac{\Gamma(p)\ S(p)}{1 + \Gamma(p)\ S(p)}$$

En décomposant le dénominateur de cette fraction, nous obtenons un polynôme en p :

$$Q(p) = a + bp + cp^2 + dp^3 + ep^4 + fp^5$$

avec :

$a = K = \Gamma_0 S_0 \quad b = (1 + K)T_i \quad c = (KT_d + 4\tau)T_i$

$d = 6\tau^2 T_i \quad e = 4\tau^3 T_i \quad f = \tau^4 T_i$

Le réglage est optimal lorsque les coefficients a, b, c, d, e, f, vérifient les égalités suivantes (critère d'amortissement de Naslin) :

$$\frac{b^2}{ac} = \frac{c^2}{bd} = \frac{d^2}{ce} = \frac{e^2}{df} = \alpha$$

Par ailleurs, le système présente une stabilité satisfaisante si aucun des rapports précédents n'est inférieur à α.

Ainsi, seule la valeur du dernier rapport est imposée :

$$\frac{e^2}{df} = \frac{16\ \tau^6\ T_i^2}{6\ \tau^6\ T_i^2} = \frac{16}{6} = 2{,}66$$

elle est donc indépendante des réglages mais satisfaisante. Les trois autres rapports fournissent trois équations qui vont permettre de calculer Γ_0, T_i et T_d en fonction de la valeur de α choisie. Avec $\alpha = 2$, nous trouvons :

$$\frac{d^2}{ce} = \frac{9\ \tau}{4\ \tau + KT_d} = 2$$

$$\frac{c^2}{bd} = \frac{(4\ \tau + KT_d)^2}{6\ \tau^2\ (1 + K)} = 2$$

$$\frac{b^2}{ac} = \frac{T_i\ (K + 1)^2}{K\ (4\ \tau + KT_d)} = 2$$

Tous calculs effectués, il vient :

$K = 0{,}7 \qquad T_i = 2{,}18\ \tau \qquad T_d = 0{,}72\ \tau$

soit :

$$\Gamma(p) = \frac{0{,}7}{S_0}\left(1 + \frac{1}{2{,}18\ \tau p} + 0{,}72\ \tau p\right)$$

ce qui définit complètement le régulateur puisque S_0 et τ sont connus.

5.2.4. Autres types de compensation. — Dans certains cas particuliers, il faut faire appel à des réseaux plus complexes. La fonction de transfert à réaliser est imposée et il faut alors résoudre un problème classique de synthèse de circuits. L'usage de réseaux actifs facilite souvent la recherche de la solution. Des réseaux correcteurs peuvent aussi être placés dans la branche de retour : l'exemple le plus courant est celui de la contre-réaction tachymétrique qui provoque un effet stabilisant.

Un autre mode de compensation doit aussi être mentionné : il s'agit des **chaînes d'anticipation** agissant à partir de l'entrée principale ou, plus fréquemment, à partir d'une entrée secondaire (perturbation). Dans un échangeur eau-air, où la température de l'eau en sortie est maintenue à la valeur désirée par réglage du débit d'air (ventilateur), il est possible d'utiliser une compensation de ce type. Pour ce système il est certain que le débit d'eau est une entrée secondaire importante qui a une action énergique sur la température de sortie. Si S_1 et S_2 désignent les deux fonctions de transfert de la température de sortie vis-à-vis respectivement du débit d'air Q_a et du débit d'eau Q_e, nous pouvons écrire les deux égalités suivantes :

$\theta(p) = Q_a(p)\ S_1(p) \qquad Q_a$ débit d'air

$\theta(p) = Q_e(p)\ S_2(p) \qquad Q_e$ débit d'eau

Si $\Gamma_1(p)$ est la fonction de transfert du régulateur associé à la chaîne de réglage (déterminée d'après une des méthodes exposées ci-dessus), la structure de la régulation de température est conforme au schéma de la figure III-20.

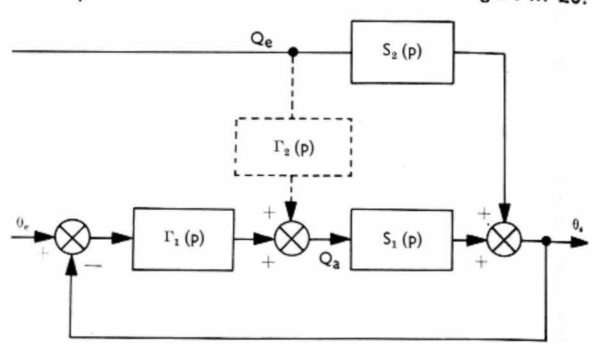


Fig. III-20

En l'absence de toute variation du point de consigne, l'effet d'une perturbation sur l'erreur est donnée par l'équation suivante :

$$\varepsilon_1(p) = \frac{S_2\ (p)}{\Gamma_1(p)\ S_1(p)}\ Q_e(p)$$

L'idée est d'introduire un élément $\Gamma_2(p)$ (en pointillé sur la figure III-20) afin que l'effet d'une perturbation sur l'erreur devienne :

$$\varepsilon_2(p) = \frac{1}{\Gamma_1(p)\ S_1(p)}\ Q_e(p)\ \left[S_2(p) - \Gamma_2(p)\ S_1(p)\right]$$

L'erreur peut être annulée en choisissant $\Gamma_2(p)$ égale à $\frac{S_2(p)}{S_1(p)}$. En général, cette condition est sensiblement réalisée et l'erreur est donc réduite.

L'utilisation de telles chaînes d'anticipation ou action en chaîne ouverte ou tendances, est de plus en plus répandue.

CHAPITRE IV

SYSTÈMES ASSERVIS GÉNÉRALISÉS

Toutes les notions précédentes s'appliquent à des systèmes idéalisés : les systèmes linéaires. La majorité des systèmes qui peuvent être rencontrés sont sensiblement éloignés de ces derniers. Mais, l'intérêt de la théorie des systèmes linéaires est qu'elle peut être étendue à un ensemble plus vaste de systèmes physiques, moyennant certaines adaptations.

1. SYSTÈMES ASSERVIS NON LINÉAIRES

Les systèmes considérés comme linéaires ne le sont qu'en première approximation et, pour tenir compte de leurs caractéristiques réelles, il faut préciser en quoi celles-ci s'éloignent de la caractéristique idéale, linéaire. Cela conduit à examiner les différents types de non linéarités.

1.1 Différents types de non linéarités. — Deux types de non linéarités peuvent être distingués :

— *les non linéarités parasites ou accidentelles* qui résultent d'un certain nombre d'imperfections des matériels ou de la réalisation.

Pour ce qui concerne les performances du système, leur effet est le plus souvent défavorable et il est nécessaire d'en tenir compte lorsque le problème linéaire est résolu et qu'il faut approcher la réalité de plus près. Ces non linéarités peuvent prendre naissance à tous les niveaux de la chaîne de l'asservissement (capteur, amplificateur, servomoteur). Sur la caractéristique $s(e)$ (fig. IV-1) elles se traduisent par la présence d'une courbure ou d'un seuil, par une saturation ou par un phénomène d'hystérésis.

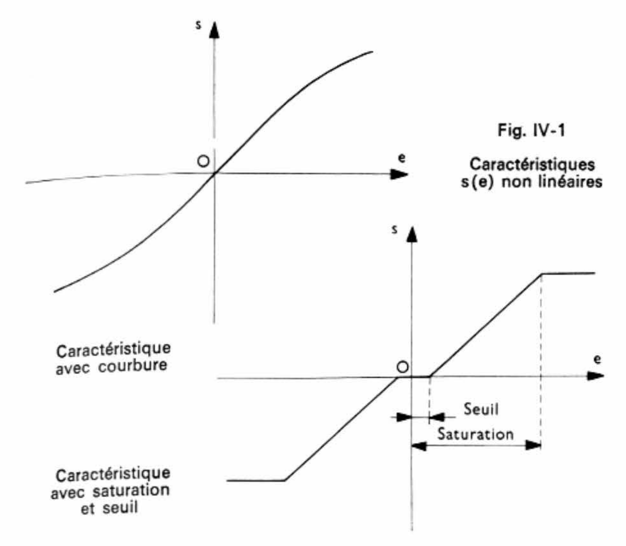


Fig. IV-1

Caractéristiques s(e) non linéaires

Tout système physique possède une ou plusieurs de ces non linéarités ; un système linéaire ne peut être considéré comme tel que dans certaines conditions d'emploi qui définissent son domaine de linéarité. Par exemple, un système présentant un seuil et une saturation peut être considéré comme linéaire pour des valeurs de l'entrée comprises entre ces deux limites.

— *les non linéarités essentielles* qui sont introduites volontairement et font partie intégrante du principe de fonctionnement du système. L'exemple le plus typique est celui des commandes par tout ou rien ou asservissements par plus ou moins. Les organes réels fonctionnant en tout ou rien comportent eux-mêmes des non linéarités accidentelles : en particulier, seuil et hystérésis (fig. IV-2).

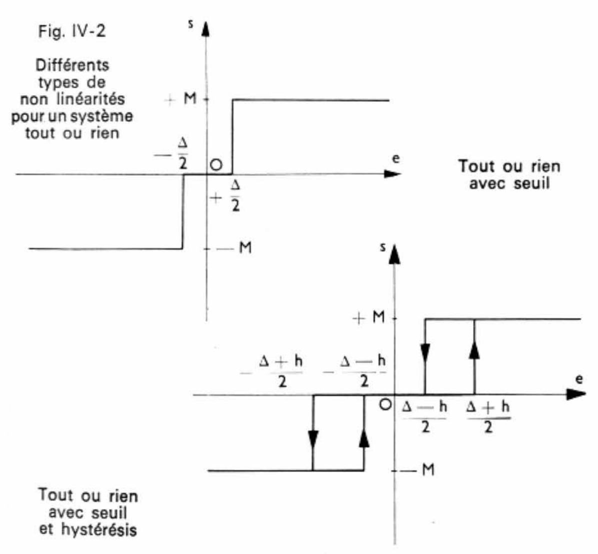


Fig. IV-2

Différents types de non linéarités pour un système tout ou rien

1.2. Extension des méthodes harmoniques aux systèmes non linéaires.

— Les méthodes linéaires (en particulier l'analyse harmonique) ont été étendues aux systèmes non linéaires. La méthode, appelée approximation du premier harmonique, peut être considérée comme un essai de généralisation de la notion de fonction de transfert des systèmes linéaires. Un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée du système non linéaire ; la grandeur de sortie est périodique mais non sinusoïdale et son amplitude n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée. En choisissant alors une fonction sinusoïdale équivalente à la grandeur de sortie, il est possible de définir une fonction de transfert équivalente. Le plus souvent, cette fonction équivalente est le premier harmonique (d'où le nom de la méthode : approximation du premier harmonique). La fonction de transfert ainsi définie devient une fonction de la fréquence et de l'amplitude de l'entrée :

$$\underline{N}(e, \omega) = \frac{\widehat{s_1}}{\widehat{e}} \mathbf{e}^{j\varphi}$$

avec :

— module de $\underline{N} = \rho\ (e, \omega) = \frac{\widehat{s_1}}{\widehat{e}}$;

— phase de $\underline{N} = \varphi$ (fonction de e et de ω) ;

— $\widehat{e}$ amplitude du signal d'entrée ;

— $\widehat{s_1}$ amplitude du premier harmonique du signal de sortie ;

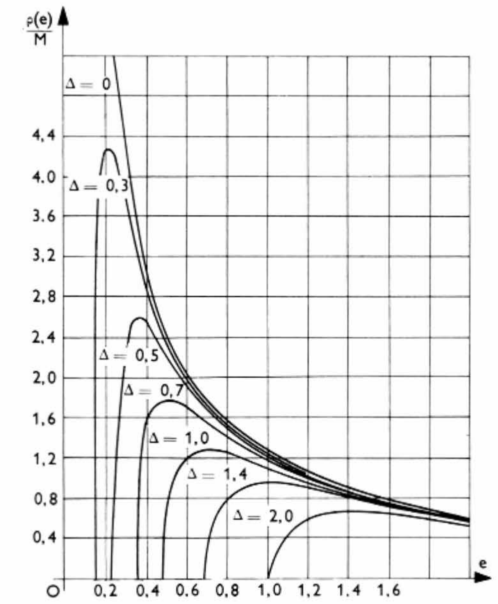
— φ déphasage du premier harmonique par rapport à e.

La représentation graphique permet de tracer une famille de lieux de transfert.

Un cas particulier important est celui où $\underline{N}$ est indépendant de la fréquence et ne dépend que de l'amplitude de l'entrée (il en est de même de ρ et de φ qui peuvent s'écrire $\rho(e)$ et $\varphi(e)$) :

$$\underline{N} = \underline{N}(e) = \rho\ (e)\ \mathbf{e}^{j\varphi(e)}$$

C'est le cas des éléments non linéaires usuels définis précédemment qui présentent : seuil, saturation ou hystérésis ou qui fonctionnent en tout ou rien. Dans ce cas, $\underline{N}(e)$ est appelé fonction d'amplitude ou gain complexe équivalent : la famille des lieux de transfert peut alors être remplacée par un lieu unique, gradué en amplitude. Pour des raisons qui apparaissent notamment dans l'étude de la stabilité, il est souvent nécessaire de considérer la fonction $\underline{C}(e) = -\frac{1}{\underline{N}(e)}$ appelée *lieu critique de l'organe non linéaire N*. La représentation graphique de ces fonctions pour des non linéarités usuelles : tout ou rien avec seuil, tout ou rien avec seuil et hystérésis, est donnée sur les figures IV-3 et IV-4 (page suivante).



Gain équivalent réel N (e) M = ρ (e) M d'un organe tout ou rien avec un seuil Δ. Les paramètres M, Δ et h sont définis sur les figures IV-2

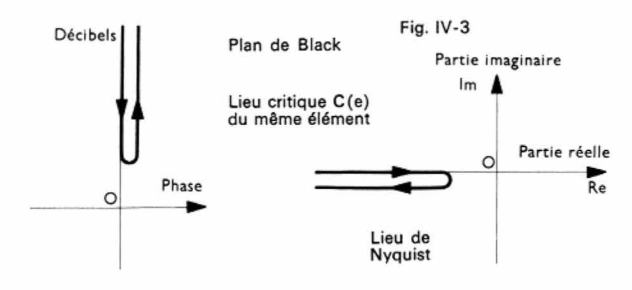


Fig. IV-3

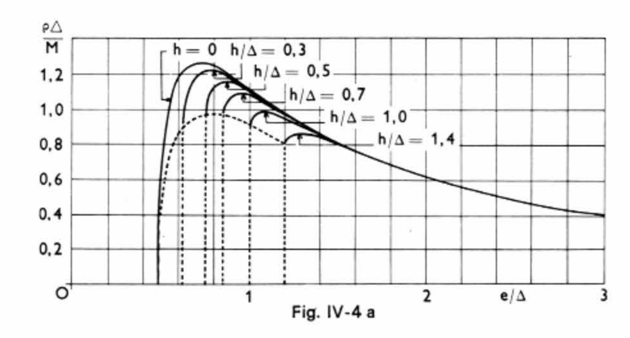


Fig. IV-4 a

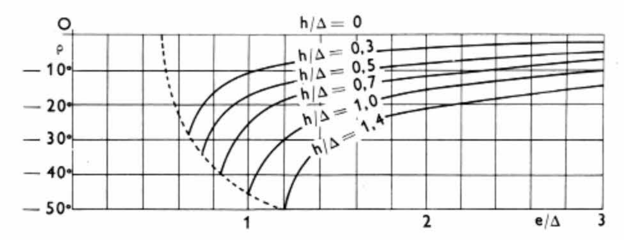


Fig. IV-4 b — Gain complexe équivalent d'un organe tout ou rien avec seuil Δ et hystérésis h

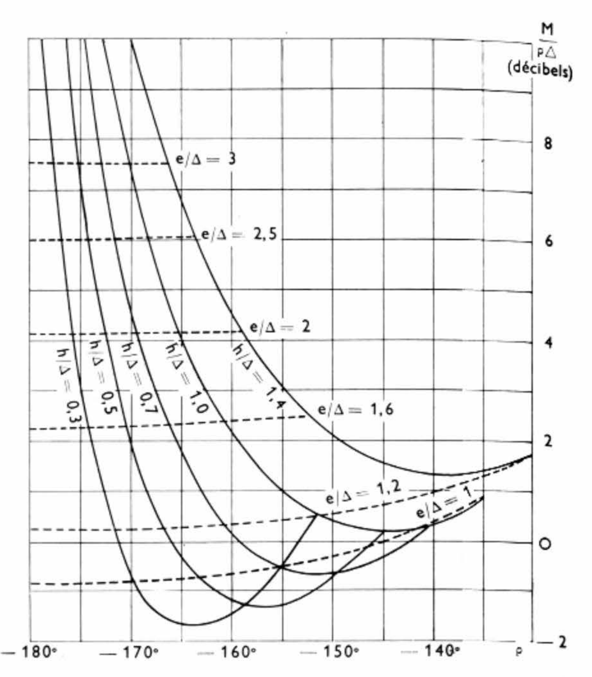


Fig. IV-4 c — Lieu critique du même élément (plan de Black)

1.3. Asservissements comportant un organe non linéaire. — Dans la pratique, un système asservi possède, la plupart du temps, une partie linéaire et une partie non linéaire et il est possible de s'attacher à étudier l'effet d'un type de non linéarité par rapport au système linéaire. Le diagramme fonctionnel à considérer est représenté sur la figure IV-5. On montre d'ailleurs qu'un système asservi, possédant un élément non linéaire placé en n'importe quel point de sa chaîne, peut presque toujours être symbolisé ainsi.

1.4. Stabilité et compensation des asservissements non linéaires. — La fonction de transfert généralisée de la boucle ouverte du système asservi, comportant un élément non linéaire, peut s'écrire :

$$\frac{S}{\varepsilon}(\varepsilon, \omega) = N(\varepsilon) \, . \, L(j\omega)$$

Le premier facteur qui caractérise l'élément non linéaire est fonction de l'amplitude seule et le deuxième facteur, qui correspond à la partie linéaire, n'est fonction que de la fréquence. La donnée des lieux $N(\varepsilon)$ ou $-\dfrac{1}{N(\varepsilon)}$ et $L(j\omega)$ permet l'étude complète du système.

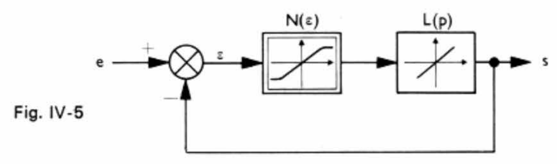


Fig. IV-5

— *Stabilité*. L'équation caractéristique du système est la suivante :

$$1 + N(\varepsilon) \, . \, L(j\omega) = 0$$

Le point critique (— 1, 0), considéré pour les systèmes linéaires, devient ici un ensemble de points critiques représenté par le lieu critique $-\dfrac{1}{N(\varepsilon)}$.

En raisonnant dans le plan complexe et en appliquant le critère du revers, nous pouvons dire que le système est stable pour l'amplitude ε_n si le lieu de transfert $L(j\omega)$ laisse le point critique $-\dfrac{1}{N(\varepsilon_n)}$ à sa gauche. Il est instable pour $\varepsilon = \varepsilon_n$, s'il le laisse à droite. Enfin, si le point critique est situé sur le lieu $L(j\omega)$, en $\omega = \omega_n$, le système est oscillant pour $\varepsilon = \varepsilon_n$.

Il apparaît donc une différence fondamentale avec les systèmes linéaires : ici, il faut parler de stabilité dans certaines conditions. Si le lieu de transfert laisse le lieu critique complet à gauche, le système est stable dans tous les cas. Si le lieu de transfert coupe le lieu critique en C (amplitude ε_c), le critère du revers montre que le système est stable pour les amplitudes supérieures à ε_c et instable pour les amplitudes inférieures à ε_c. Le point C est un point d'équilibre : d'où qu'il parte, le système finira par osciller à la pulsation ω_c avec une amplitude ε_c : c'est le pompage ou oscillation limite (fig. IV-6).

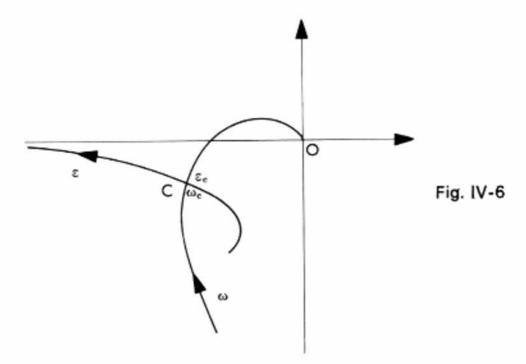


Fig. IV-6

— *Performances et compensation*. Les notions relatives aux systèmes linéaires peuvent être généralisées : pour chaque amplitude, il faut définir un facteur et une fréquence de résonance. Cela veut dire que les grandes et les faibles amplitudes seront amorties différemment et il faut adopter un compromis la plupart du temps. Il en résulte que les méthodes de compensation sont moins simples que dans le cas des systèmes linéaires.

Pour résoudre rigoureusement les problèmes posés par certains systèmes non linéaires complexes, des méthodes d'analyse typiquement non linéaires ont été mises au point (méthode du plan de phase, méthodes générales de mécanique non linéaire, méthodes topologiques et analytiques) mais leur étude sort du cadre de cet exposé.

2. SYSTÈMES ASSERVIS MULTIVARIABLES

2.1. Systèmes de commande linéaires à plusieurs variables. — Nous avons déjà tenté de généraliser la notion de système à une entrée et une sortie en parlant des entrées secondaires. Cependant, la véritable généralisation consiste à considérer un système à m entrées et n sorties, les grandeurs d'entrées et de sorties étant reliées par des équations linéaires à coefficients constants.

Dans le cas de conditions initiales nulles, en utilisant la transformée de Laplace, nous pouvons écrire:

$$S_1(p) = H_{11}(p)\,E_1(p) + H_{12}(p)\,E_2(p) + \ldots + H_{1m}(p)\,E_m(p)$$
$$S_2(p) = H_{21}(p)\,E_1(p) + H_{22}(p)\,E_2(p) + \ldots + H_{2m}(p)\,E_m(p)$$
$$\ldots$$
$$S_n(p) = H_{n1}(p)E_1(p) + H_{n2}(p)E_2(p) + \ldots + H_{nm}(p)\,E_m(p)$$

Sous forme matricielle nous pouvons écrire:

$$[S(p)] = \|H(p)\| \times [E(p)]$$

La matrice $\|H(p)\|$ qui constitue une nouvelle forme généralisée de la notion de fonction de transfert est appelée *matrice de transfert ;* c'est une matrice à n lignes et m colonnes:

$$\|H(p)\| = \begin{Vmatrix} H_{11}(p) & \ldots & H_{1m}(p) \\ H_{21}(p) & \ldots & H_{2m}(p) \\ \ldots & \ldots & \ldots \\ H_{n1}(p) & \ldots & H_{nm}(p) \end{Vmatrix}$$

La connaissance de $\|H(p)\|$ définit complètement le système. Les propriétés de la fonction de transfert se généralisent facilement à la matrice de transfert: régime permanent, stabilité.

2.2. Asservissements multivariables. — De façon analogue, il est possible de généraliser la notion de système asservi à plusieurs variables: c'est un système qui, à partir des m entrées et n sorties, élabore n écarts tels que l'annulation de ces derniers entraîne les n relations fonctionnelles suivantes:

$$R_1\,(e_1, \ldots, e_m, s_1, \ldots, s_n) = 0$$
$$R_2\,(e_1, \ldots, e_m, s_1, \ldots, s_n) = 0$$
$$\ldots$$
$$R_n\,(e_1, \ldots, e_m, s_1, \ldots, s_n) = 0$$

Cela peut se représenter par le diagramme fonctionne de la figure IV-7 où C représente l'organe de comparaison, T la chaîne directe et β la branche de retour. La plupart

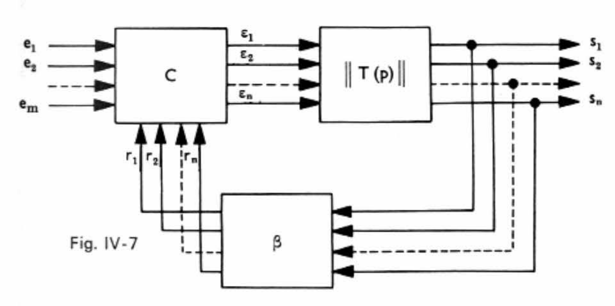


Fig. IV-7

du temps, l'organe de comparaison peut être considéré comme un opérateur effectuant n différences algébriques. Le schéma fonctionnel peut alors être représenté d'une façon différente, conformément à la figure IV-8. Il constitue alors véritablement le diagramme fonctionnel généralisé d'un asservissement multivariable. Sans entrer dans les détails, disons que, dans la majorité des cas, l'étude de systèmes multivariables se ramène à un problème de diagonalisation de matrice qui permet alors de décomposer le système en n asservissements à une variable, entièrement découplés. À ce propos, mentionnons qu'une classe importante de systèmes multivariables est constituée par les calculateurs analogiques et les simulateurs (V. chap. 6).

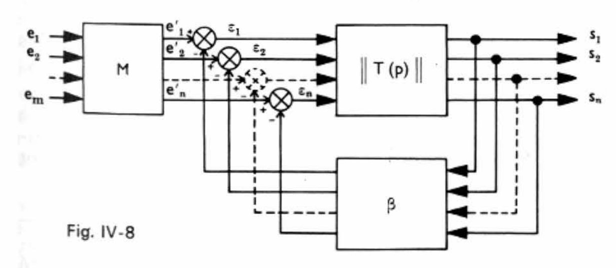


Fig. IV-8

Nous illustrerons ce qui vient d'être dit au moyen d'un exemple de régulation bivariable représenté par une turbine à gaz dont il faut régler à la fois la vitesse de rotation Ω et la température de sortie θ des gaz. Pour cela, il faut agir sur la section d'entrée d'air Σ et sur le débit d'injection Q de carburant, grandeurs qui affectent toutes deux à la fois Ω et θ. L'asservissement qui peut être réalisé est représenté sur la figure IV-9. Le réseau correcteur peut

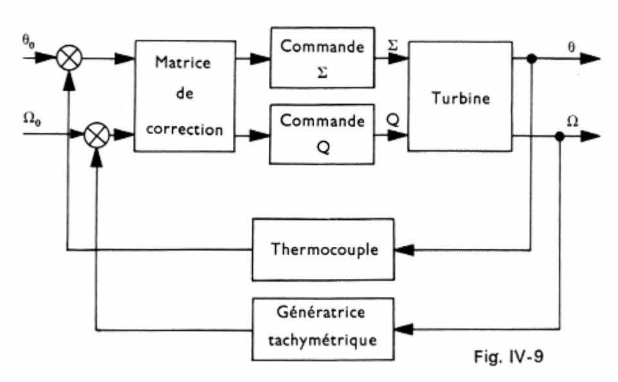


Fig. IV-9

avoir une matrice de transfert telle que son produit avec la matrice de transfert de la turbine soit une matrice diagonale. De cette façon, nous réalisons un découplage des variables comme signalé précédemment et le problème est ainsi ramené à deux asservissements indépendants.

3. SYSTÈMES ASSERVIS ÉCHANTILLONNÉS

Ces systèmes, qui constituent une classe importante dans la famille des systèmes asservis, se caractérisent par le fait qu'en un ou plusieurs points de la chaîne, l'information se transmet de façon discrète, c'est-à-dire sous forme de signaux arrivant à intervalles de temps réguliers. Les raisons d'être de tels systèmes résultent:

— soit du caractère propre d'un élément du système, comme c'est le cas pour les radars de surveillance par exemple (l'émission et la réception mettent en œuvre des organes communs et les signaux sont émis à intervalles réguliers) ;

— soit de l'utilisation de calculatrices numériques en temps réel, ce qui nécessite un découpage dans le temps.

Ces systèmes ont donc une grande importance et le nombre de leurs utilisations est susceptible de beaucoup augmenter dans l'avenir.

3.1. Systèmes linéaires échantillonnés. — Pour un système linéaire de fonction de transfert $H(p)$, dont l'entrée n'est connue qu'à des instants périodiques (par exemple 0, T, $2T$, ...) dits instants d'échantillonnage et reste constante entre ceux-ci, la transformée de Laplace de la grandeur de sortie est la suivante:

$$S(p) = \frac{1 - \mathbf{e}^{-Tp}}{p}\,H(p)\;E^*(p)$$

La sortie s'obtient alors par trois opérations successives:

— l'*échantillonnage :* $E^*(p)$ représente la transformée de Laplace échantillonnée de l'entrée $e^*(t)$ (série d'impulsions aux instants 0, T, $2T$ ... d'amplitude $e(0)$, $e(T)$, $e(2T)$, ...

— le *blocage* ou *mise en mémoire,* représenté par la fonction de transfert $\dfrac{1 - \mathbf{e}^{-Tp}}{p}$;

— la *multiplication* par la fonction de transfert linéaire $H(p)$.

Lorsqu'il s'agit d'obtenir seulement les valeurs de la sortie, aux instants d'échantillonnage (0, T, $2T$, ...), il est possible d'établir une relation simple entre l'entrée échantillonnée et la sortie échantillonnée. Cette relation est identique à celle des systèmes linéaires continus:

$$S^*(p) = H^*(p)\;E^*(p)$$

où $H^*(p)$ est la transformée de Laplace par échantillonnage associée à la fonction de transfert $H(p)$.

Pour plus de commodité, on a été amené à définir une transformée différente de la transformée de Laplace : la *transformée en z*. En effet, comme $E^*(p)$ ne dépend de p que par le facteur e^{-Tp}, si nous posons :

$$z = e^{Tp}$$

la fonction $E^*(p)$ devient une fonction en z, dite *transformée en z de e(t)*. Nous pouvons alors obtenir une relation sur les transformées en z :

$$S(z) = H(z)\,E(z)$$

La fonction $H(z)$ est appelée la *fonction de transfert en z* du système linéaire $H(p)$. Il est à noter que l'équation précédente ne donne aucun renseignement sur la sortie en dehors des instants d'échantillonnage.

3.2. Stabilité des systèmes linéaires échantillonnés. — La *condition de stabilité dans le plan z* est la transposée de la condition dans le plan p. La courbe transposée de l'axe imaginaire du plan complexe est le cercle de rayon unité centré à l'origine dans le plan z. Le système est stable si les pôles de la fonction $H(z)$ dans le plan de z se trouvent à l'intérieur du cercle de rayon unité centré à l'origine (fig. IV-10).

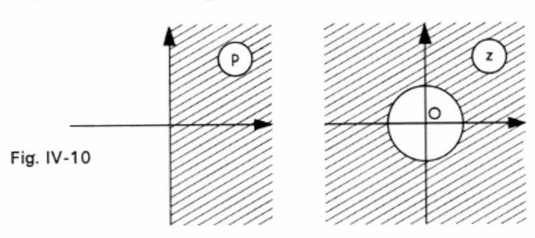


Fig. IV-10

La fonction de transfert en z d'un asservissement, comprenant par exemple un détecteur par échantillonnage (fig. IV-11), est la suivante :

$$W(z) = \frac{T(z)}{1 + T(z)}$$

Pour étudier sa stabilité, il faut résoudre l'équation caractéristique : $1 + T(z) = 0$. Le système est stable si tous les zéros de l'équation ont un module inférieur à l'unité.

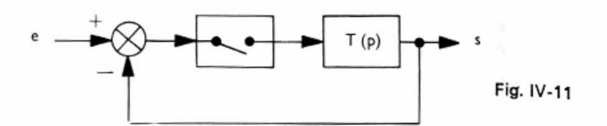


Fig. IV-11

3.3. Analyse harmonique des systèmes échantillonnés. — Les propriétés de cette analyse harmonique découlent de la relation entre la transformée de Laplace échantillonnée et la transformée de Laplace ordinaire. On démontre que cette relation est de la forme :

$$F^*(p) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} F(p + jn\Omega)$$

où T est la période d'échantillonnage et : $\Omega = \frac{2\pi}{T}$. Il résulte de cette équation que $F^*(p)$ est une fonction périodique en p de période $j\Omega$. Cette propriété permet d'énoncer une condition sur la valeur de la fréquence d'échantillonnage relative au signal échantillonné, c'est le *théorème de Shannon*. Pour que toute l'information contenue dans le signal puisse être récupérée après échantillonnage, il faut que la fréquence de ce dernier soit au moins deux fois celle de la composante de fréquence la plus élevée du signal. La relation donnant $F^*(p)$ permet en outre de tracer le lieu de transfert $H^*(j\omega)$ à partir du lieu de transfert ordinaire $H(j\omega)$. Ce lieu $H^*(j\omega)$ est souvent appelé *lieu de transfert échantillonné* du système ; il peut être obtenu graphiquement à partir du lieu $H(j\omega)$ gradué en ω, par une succession d'additions vectorielles. L'intérêt de ce lieu est de permettre l'utilisation du critère de stabilité de Nyquist.

3.4. Compensation des systèmes asservis échantillonnés. — Deux types de correcteurs sont utilisés :

— les *correcteurs analogiques échantillonnés* qui s'apparentent aux correcteurs utilisés dans les systèmes continus ;

— les *correcteurs numériques* qui nécessitent la mise en œuvre d'un calculateur numérique et qui permettent des compensations extrêmement élaborées.

CHAPITRE V

TECHNOLOGIE DES SYSTÈMES ASSERVIS

1. ORGANES COMPARATEURS

La partie la plus importante de cet élément est l'organe détecteur qui assure la transformation de la grandeur physique de sortie du système asservi en une autre grandeur, généralement électrique, donc plus facile à transmettre et cela en prélevant le minimum de puissance au système. Cet organe détecteur établit une correspondance simple entre les deux grandeurs ; pour le régime statique, cette correspondance est souvent traduite par une courbe et, pour le régime dynamique, par la fonction de transfert. Du point de vue de leur réalisation, ces détecteurs sont toujours des éléments délicats qui s'apparentent aux instruments de mesure. Compte tenu de leur place dans la chaîne du système asservi et compte tenu du fait que ces éléments fonctionnent souvent à « bas niveau » (le signal électrique engendré a une très faible amplitude), une de leurs caractéristiques importantes est leur « bruit de fond » ; il doit être le plus faible possible. Les détecteurs peuvent être classés d'après les grandeurs qu'ils transforment ; nous ne les décrirons pas en détail car ils sont étudiés par ailleurs (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 20).

1.1. Détecteurs de positions (linéaire ou angulaire). — En général, ce sont des potentiomètres et des transmetteurs synchrones (V. t. 1, Électronique, chap. 20). Des dispositifs à capacité ou à inductance variable sont plus rarement utilisés.

1.2. Détecteurs de vitesses angulaires. — Deux sortes de vitesses doivent être envisagées : les vitesses relatives et les vitesses absolues :

1° Pour la vitesse relative de deux organes matériels voisins il est possible d'utiliser des détecteurs générateurs : dynamo ou alternateur tachymétrique.

2° Pour la vitesse angulaire d'un corps par rapport à un trièdre fixe on utilise presque exclusivement un gyromètre ou gyroscope (ces dispositifs sont particulièrement utilisés en aéronautique et en marine).

1.3. Détecteurs de forces et d'accélérations. — Pour la mesure des forces, le détecteur à quartz piézoélectrique est le plus communément utilisé ; il est placé entre les deux armatures d'un condensateur et associé à un tube-électromètre. Son principal avantage est de permettre la mesure de la force tout en ne nécessitant qu'un très faible déplacement car sa raideur (quotient de l'intensité de la force et du déplacement) est très grande. Un autre détecteur très utilisé est l'extensomètre à fil résistant (« strain-gages »). En fait, il permet de mesurer une déformation et il faut déduire l'effort exercé, compte tenu des caractéristiques du matériau utilisé.

Des dispositifs voisins permettent la mesure des accélérations: c'est le cas d'un détecteur piézoélectrique qui porte une masse M montée de telle façon qu'elle puisse se déplacer perpendiculairement à l'une des faces. Si le système est soumis à une accélération $\vec{\gamma}$, la masse exerce sur cette face une force $\vec{F} = M\vec{\gamma}$; nous sommes donc ramenés au cas précédent de la mesure d'une force.

1.4. Autres détecteurs de grandeurs mécaniques. — La mesure de la plupart des autres grandeurs mécaniques peut être ramenée à celle de l'une des grandeurs précédentes. Ainsi, la mesure d'un couple peut être ramenée à celle d'un angle grâce à l'emploi d'un arbre de torsion, la mesure d'une pression se ramène à celle d'une force, etc.

1.5. Détecteurs de températures. — La mesure d'une température peut se déduire, soit de la variation d'une résistance électrique, soit de la force électromotrice d'un couple thermoélectrique.

Dans le premier cas, on utilise un fil de platine (coefficient de température: 4.10^{-3} K^{-1}) ou de nickel (coefficient de température: 6.10^{-3} K^{-1}). La sensibilité est plus grande avec des dispositifs à semiconducteurs comme les thermistances (V. t. 1, Électronique, chap. 6); leur coefficient de température est négatif et sa valeur absolue peut atteindre 6.10^{-2} K^{-1}.

Mais les détecteurs les plus couramment utilisés sont les couples thermoélectriques ou thermocouples (V. t. 1, Thermodynamique, chap. 1); les plus usuels sont:

— *Le couple platine — platine rhodié* dont la sensibilité est de 6,4 µV/K entre 0 et 100 °C; il s'emploie jusque vers 1 500 à 1 600 °C (où sa sensibilité est alors 12 µV/K).

— *Le couple chromel — alumel* de sensibilité égale à 41 µV/K entre 0 et 400 °C; il peut être utilisé jusqu'à 1 000-1 100 °C (38 µV/K).

Jusqu'à 500 ou 600 °C, les couples cuivre-constantan (43 µV/K), fer-constantan (55 µV/K) sont également utilisables.

1.6. Détecteurs de grandeurs électriques (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 20). — En conclusion, rappelons que le choix du détecteur d'un système asservi est très important car il conditionne la valeur de l'information initiale, information qui ne peut que se dégrader dans la chaîne. Ses principales qualités doivent être la précision, la linéarité, la rapidité de réponse et le faible niveau de bruit.

2. AMPLIFICATEURS

L'organe amplificateur peut souvent se décomposer en deux éléments: le préamplificateur (ou amplificateur de tension) et l'amplificateur proprement dit ou amplificateur de puissance.

2.1. Préamplificateurs. — Ce sont des amplificateurs à transistors ou à tubes électroniques (V. t. 1, Électronique, chap. 13 et 14):

— soit à courant continu, auquel cas ils amplifient directement le signal continu ou lentement variable (de fréquence comprise entre 0 et quelques hertz) issu du comparateur mais leur défaut est de présenter une dérive (nécessité de montages compensateurs) et d'être sensibles aux variations de la tension d'alimentation;

— soit à courant alternatif, auquel cas ils utilisent une fréquence porteuse (400 Hz en aéronautique, 50 Hz en technique industrielle) et présentent alors une dérive presque nulle. Ils permettent par ailleurs d'utiliser directement (sans démodulation) certains servomoteurs alternatifs (moteurs diphasés). Pour ces amplificateurs, la puissance commandée ne peut dépasser une centaine de watts.

L'évolution des semiconducteurs a amené une grande utilisation de ces éléments qui tendent de plus en plus à se substituer aux tubes (plus grande durée de vie, meilleure fiabilité, réduction de l'encombrement et du poids, alimentation basse tension).

Certains montages, mettant en œuvre des thyristors (V. t. 1, Électronique, chap. 11) ou des thyratrons, sont également considérés comme des préamplificateurs dans les systèmes asservis. Ils fournissent un courant pulsé de valeur moyenne non nulle qui dépend du signal de commande; il faut parfois filtrer ce courant s'il ne l'est pas automatiquement par un organe du système (le servomoteur par exemple). Ces amplificateurs présentent cependant un inconvénient important: ce sont des sources de parasites du fait de la commutation rapide de courants intenses qui est réalisée par leur intermédiaire (parasites rayonnés et parasites renvoyés par la source d'alimentation).

2.2. Amplificateurs de puissance. — La technologie des amplificateurs de puissance dépend essentiellement de la puissance à commander et à un degré moindre de la source d'énergie (continue ou alternative).

2.2.1. Amplificateurs à thyristors. — Des amplificateurs à thyristors sont utilisés comme amplificateurs de puissance. Les principes mis en œuvre sont les mêmes que dans les préamplificateurs mais les éléments entrant dans la constitution de ces amplificateurs sont conçus pour les grandes puissances qui sont mises en jeu. Ces amplificateurs sont souvent utilisés dans les commandes de vitesses variables de grandes puissances. Ils permettent de commander des puissances importantes pouvant atteindre plusieurs centaines de kilowatts, et ils tendent à remplacer les autres amplificateurs de puissance (transducteurs magnétiques, amplificateurs tournants, V. ci-dessous).

2.2.2. Transducteurs magnétiques. — Les transducteurs magnétiques sont employés comme amplificateurs de puissance; ils peuvent jouer le rôle d'inductance saturable (mise en œuvre de la variation d'impédance d'un circuit par une variation contrôlée de la perméabilité d'un circuit magnétique) ou d'amplificateur magnétique (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 8).

En général, les inductances saturables ont un gain faible mais une bonne linéarité, tandis que les amplificateurs magnétiques ont un grand gain mais une caractéristique non linéaire. Les avantages communs de ces appareils sont essentiellement leur grande durée de vie due au fait qu'il s'agit de systèmes statiques, leur grande robustesse, leur relative souplesse d'emploi et leur grand gain en puissance. Leurs inconvénients sont leur relative faible bande passante, leur dérive et leur limitation en température.

2.2.3. Amplificateurs tournants. — Pour commander certains servomoteurs de très grande puissance, les dispositifs précédents ne conviennent généralement pas (bien que les amplificateurs à thyristors soient utilisés actuellement pour des puissances allant jusqu'à 1 MW). Il faut alors utiliser des machines tournantes (génératrices). Par exemple, le groupe Ward-Léonard (V. chap. 2) constitue un ensemble amplificateur parfaitement adapté et à bonnes performances; si un seul étage (générateur + moteur) ne suffit pas, des machines dérivées du groupe Ward-Léonard peuvent être utilisées: l'amplidyne et la métadyne (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 16). Ce sont des génératrices à double paires de balais, l'une d'entre elles étant en court-circuit; le rotor est entraîné à vitesse constante.

La réaction d'induit qui se produit dans ces machines permet d'obtenir des flux croisés. Le circuit de charge comporte l'induit du moteur commandé et un enroulement compensateur. C'est le pourcentage de compensation qui diffère de l'amplidyne à la métadyne: la première est compensée à 100 %, la seconde est légèrement sous-compensée. L'avantage de ces machines par rapport au groupe Ward-Léonard est leur plus faible constante de temps et leur plus grand gain.

2.2.4. Autres types d'amplificateurs. — Deux autres types d'amplificateurs peuvent être cités:

— Les *relais électromagnétiques* dont l'utilisation est très répandue et qui sont des éléments amplificateurs de puissance à caractéristique essentiellement non linéaire (tout ou rien). Un type particulier, le relais vibrant est

quelquefois utilisé car, par rapport au relais classique, il présente l'avantage d'avoir une caractéristique linéaire (V. t. 2, Relais).

— Les *embrayages électromagnétiques* sont des amplificateurs tout à fait particuliers et dont le principal avantage est de permettre l'utilisation de moteurs classiques tournant à vitesse constante (meilleur rendement du moteur, inertie théoriquement nulle).

3. SERVOMOTEURS

Nous limiterons cette description à une seule classe de moteurs utilisés dans les systèmes asservis : les servomoteurs électriques (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20).

Ces moteurs sont destinés à fonctionner en régime variable, aussi, leur comportement en régime transitoire revêt-il une grande importance. Essentiellement, deux sortes de moteurs électriques sont utilisés dans les systèmes asservis : les moteurs à courant continu qui couvrent toute la gamme de puissance et les moteurs à courant alternatif (asynchrone diphasé) pour des puissances n'excédant pas quelques centaines de watts.

3.1. Moteurs à courant continu. — La plupart du temps, ce sont des moteurs à excitation séparée dont la commande peut être réalisée, soit par le courant de l'inducteur, soit par celui de l'induit. Dans tous les cas, les constructeurs ont cherché à réduire le plus possible l'inertie de l'induit en adoptant des formes allongées et de faible diamètre ou même, pour des puissances faibles, en supprimant entièrement les parties en fer du rotor (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20, § 6). Les moteurs à rotor plat sont caractérisés par des constantes de temps mécanique et électrique faibles (inertie réduite, pas d'amortissement interne par courants de Foucault, inductance de l'induit petite). De plus, ils possèdent une très bonne définition angulaire ainsi qu'un couple linéaire (c'est-à-dire proportionnel à l'intensité du courant dans l'induit) au-delà de la valeur nominale ; cela permet de les coupler directement à la charge dans la plupart des cas. Ils sont utilisés notamment dans les organes périphériques des calculateurs (lecteurs et dérouleurs de ruban perforé, de bande magnétique, imprimantes rapides) et dans les machines-outils à commande numérique. Dans le cas où le flux inducteur n'est pas obtenu au moyen d'aimants permanents, deux modes de commande sont possibles et nous allons les étudier en nous plaçant d'un point de vue plus mathématique.

3.1.1. Commande par le courant inducteur à courant d'induit constant (fig. V-1). — Le moment du couple Γ est proportionnel au courant inducteur i ($\Gamma = ki$).

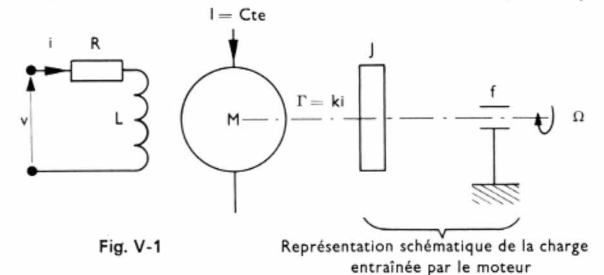


Fig. V-1 Représentation schématique de la charge entraînée par le moteur

Si la charge peut être assimilée à un système à inertie J freiné par frottement visqueux (coefficient de frottement : f), nous pouvons écrire en variable de Laplace :

$$\Gamma = kI(p) = (Jp + f)\Omega(p)$$

(moment du couple moteur = moment du couple résistant)

$$V(p) = (Lp + R)I(p)$$

(application de la loi d'Ohm au circuit inducteur durant le régime transitoire).

La grandeur de sortie du système est la vitesse angulaire. La grandeur d'entrée est la tension v appliquée à l'inducteur. La transmittance du système est donc égale à :

$$T = \frac{\Omega(p)}{V(p)} = \frac{k}{(Jp + f)\ (Lp + R)} = \frac{k}{fR\ (1 + \tau_m p)\ (1 + \tau_e p)}$$

avec : $\tau_m = \frac{J}{f}$ (constante de temps mécanique),

$\tau_e = \frac{L}{R}$ (constante de temps électrique).

Nous pouvons constater qu'il s'agit d'une fonction de transfert du second ordre.

L'intérêt de ce mode de commande pour les puissances faibles résulte du fait que le courant inducteur peut être fourni par un amplificateur à transistors. La difficulté est de produire un courant d'induit constant ; cela est quelquefois réalisé approximativement en montant une résistance-ballast en série avec l'induit, cela bien entendu au détriment du rendement. Rappelons, à ce propos, que la résistance-ballast doit avoir une valeur suffisamment grande pour que le courant dépende essentiellement de cette valeur et qu'il soit peu modifié lorsque la charge du moteur varie.

3.1.2. Commande par le courant d'induit à flux inducteur constant (fig. V-2). — Le moteur présente une f.c.é.m. E' proportionnelle à la vitesse angulaire Ω ($E' = k'\Omega$, k' = constante) puisque le flux inducteur est constant. L'intensité i du courant dans l'induit est obtenue en appliquant la loi d'Ohm au circuit (que nous considérerons de résistance R et d'inductance L) :

$$Ri + L\frac{di}{dt} = v - E' = v - k'\Omega$$

Nous écrirons symboliquement la transformée de Laplace de i sous la forme suivante :

$$I(p) = \frac{V(p) - k'\Omega(p)}{R + Lp} = \frac{V(p) - k'\Omega(p)}{Z_e}$$

(Z_e désigne la transmittance de l'induit).

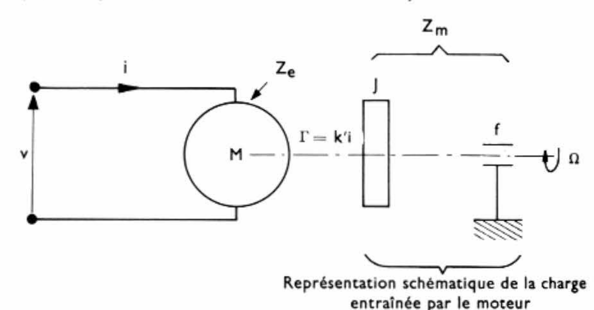


Fig. V-2 Représentation schématique de la charge entraînée par le moteur

D'un point de vue mécanique, en prenant pour la charge les mêmes hypothèses que précédemment, l'égalité entre les moments des couples moteur et résistant se traduit symboliquement par la relation suivante :

$$k'I(p) = (Jp + f)\ \Omega(p) = Z_m\Omega(p)$$

(Z_m représente la transmittance mécanique de cette charge).

La transmittance du système est donc égale à :

$$T = \frac{\Omega(p)}{V(p)} = \frac{k}{Z_eZ_m + kk'}$$

Si nous négligeons l'inductance de l'induit ($Z_e \approx R$), nous voyons que cette commande a pour propriété d'augmenter le frottement donc de réduire la constante de temps mécanique du système :

$$\tau = \frac{J}{f + kk'/R}$$

Ce mode de commande présente donc des avantages d'ordre dynamique par rapport au précédent et il est beaucoup plus communément employé.

3.2. Moteurs asynchrones diphasés. — Ces moteurs comportent deux enroulements statoriques qui doivent être alimentés en quadrature ; environ la moitié de la puissance est fournie par le réseau et l'autre moitié par un amplificateur d'asservissement (V. t. 1, Électronique, chap. 20). Le moment du couple moteur d'un tel moteur est sensiblement proportionnel à la tension appliquée à l'enroulement de commande ; le sens du couple dépend du déphasage

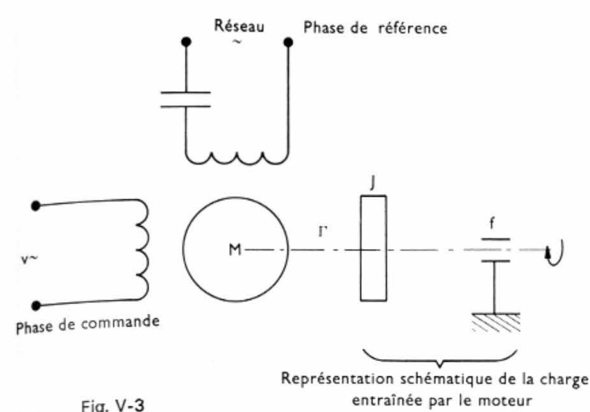


Fig. V-3

entre les tensions appliquées aux deux enroulements (fig. V-3).

Les rotors peuvent être à cage d'écureuil, en fer massif ou en cloche. Le rotor à cage d'écureuil est le plus fréquent ; en général, le diamètre du rotor est réduit au maximum afin de diminuer l'inertie. Les caractéristiques d'accélération sont ainsi améliorées car, bien que la réduction du diamètre entraîne une diminution du couple, le moment d'inertie décroît beaucoup plus que le moment du couple (la décroissance est proportionnelle au carré du diamètre pour le premier, au diamètre seulement pour le second).

Ces moteurs présentent généralement une résistance d'induit importante pour que le moment de leur couple de démarrage soit grand ; ce couple est aussi proportionnel au produit de la tension de référence et de la tension de commande. Le moment du couple moteur décroît à peu près linéairement avec la vitesse angulaire (fig. V-4).

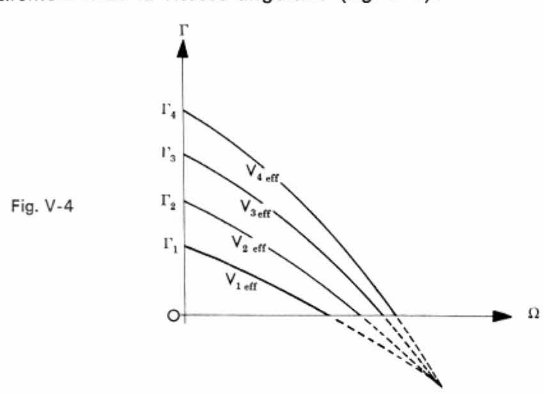


Fig. V-4

Avec le réseau des caractéristiques couple-vitesse pour différentes tensions de commande, nous pouvons déterminer la transmittance dans une zone où ces caractéristiques sont suffisamment linéaires : $\Gamma = k_1 V - k_2 \Omega$.

En conservant les mêmes hypothèses que précédemment pour la charge, nous pouvons écrire :

$$k_1 V(p) - k_2 \Omega(p) = (Jp + f)\,\Omega(p)$$

La transmittance T du système est donc égale à :

$$T = \frac{\Omega(p)}{V(p)} = \frac{k_1}{Jp + f + k_2}$$

$$T = \frac{k_1}{(f + k_2)\,(\tau p + 1)} \quad \text{avec : } \tau = \frac{J}{f + k_2}$$

Nous voyons que le coefficient k_2 est équivalent à un frottement qui serait d'origine électrique. Ces servomoteurs sont conçus pour deux fréquences d'alimentation : 50 Hz pour les applications industrielles, 400 Hz pour les ensembles embarqués (aéronautique).

3.3. Réducteurs. — Dans un asservissement, le servomoteur est presque toujours relié à la charge par l'intermédiaire d'un réducteur dont le but est d'assurer l'adaptation des deux éléments. Le plus souvent cette adaptation consiste à imprimer à la charge une accélération maximale au moyen d'une valeur optimale du rapport de réduction. Si nous désignons respectivement par J_m et J_c les moments d'inertie du moteur et de la charge et par N le rapport de réduction, la valeur optimale de N est donnée par l'égalité suivante :

$$N = \sqrt{\frac{J_c}{J_m}}$$

C'est la valeur pour laquelle le moment d'inertie de la charge ramené sur l'arbre moteur est égal à celui du moteur.

4. RÉGULATEURS INDUSTRIELS

Dans la régulation des processus industriels (unités de production, aciéries, industries chimiques), les éléments correcteurs sont désignés sous le vocable de régulateurs. Dans ces dispositifs sont mis en œuvre des montages électroniques, notamment des amplificateurs opérationnels (V. t. 1, Électronique, chap. 16, § 6.2) qui permettent de réaliser simplement des régulateurs proportionnels, intégraux et dérivés. Dans ce but, des éléments standardisés ont été conçus (régulateurs proprement dits, éléments transmetteurs ou amplificateurs, éléments de tableau : relais de commande, boîtiers de points de consigne, enregistreurs) et ils peuvent être assemblés pour former les modules désirés. Les éléments régulateurs utilisent des amplificateurs opérationnels entièrement transistorisés, à grand gain et faible dérive, comportant deux entrées séparées, complètement isolées, de même que la sortie. Ce type d'amplificateur prend place dans les différents modules comportant des impédances d'entrée et de sortie permettant de réaliser tous les types de régulateurs.

Le module à action proportionnelle et intégrale (fig. V-5) dont la fonction de transfert est de la forme :

$$R(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\,p}\right)$$

est à action intégrale (T_i) réglable par bonds de rapport constant égal à 1,35 ; trois gammes de constantes de temps sont prévues : 24 mn à 36 s ; 6 mn à 9 s et 26 s à 0,9 s, chaque gamme correspondant à un modèle de condensateur, embrochable à l'intérieur du module. Un dispositif complémentaire, commandé à distance manuellement ou automatiquement, permet de faire varier la constante de temps d'intégration.

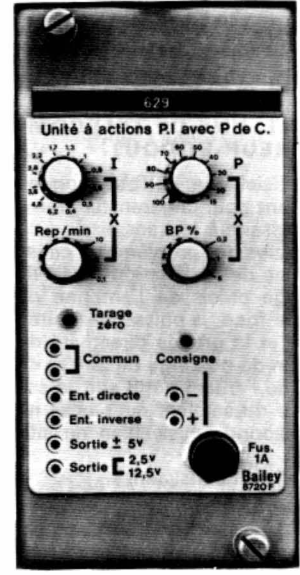
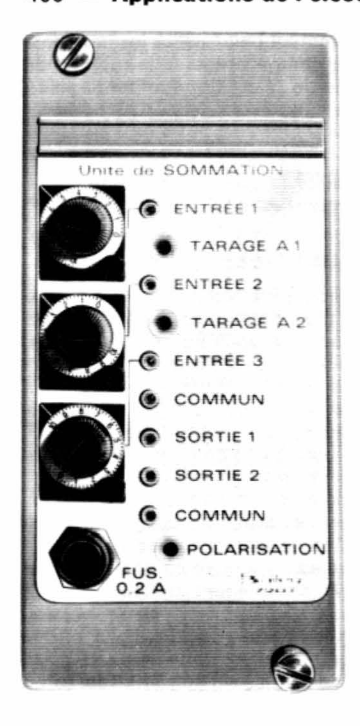


Fig. V-5

Module à action proportionnelle et intégrale (*Contrôle Bailey*)

Pour le module à action dérivée, les mêmes gammes de constante de temps (T_d) sont prévues et le changement de gamme est obtenu par le changement d'un condensateur embrochable. Le gain transitoire de cet élément est limité à 15 et deux filtres incorporés permettent d'éliminer les parasites éventuels apparaissant sur le signal d'entrée.

Un certain nombre d'autres modules auxiliaires s'ajoutent aux modules précédemment décrits : limiteurs, indicateurs, multiplicateurs, certains correcteurs (de débit, notamment), générateurs de fonction, etc. Par exemple, le



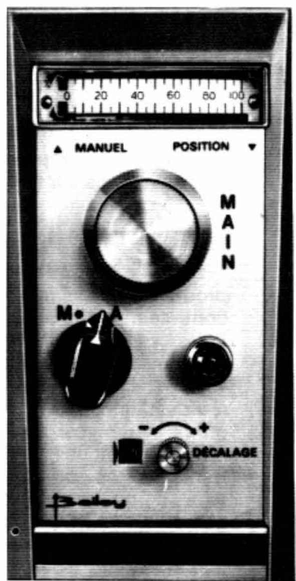


Fig. V-6 — Module de sommation (*Contrôle Bailey*)

module de sommation (fig. V-6) comporte trois entrées banalisées et permet de concrétiser la fonction :

$$s = k_1\, e_1 \pm k_2\, e_2 \pm k_3\, e_3$$

Chaque entrée possède deux alvéoles porte-résistance et un potentiomètre en série, de sorte qu'avec un jeu de sept résistances standard, il est possible d'obtenir toutes les valeurs des coefficients k comprises entre 0,05 à 40.

Fig. V-7

Relais de commande à main à décalage (*Contrôle Bailey*)

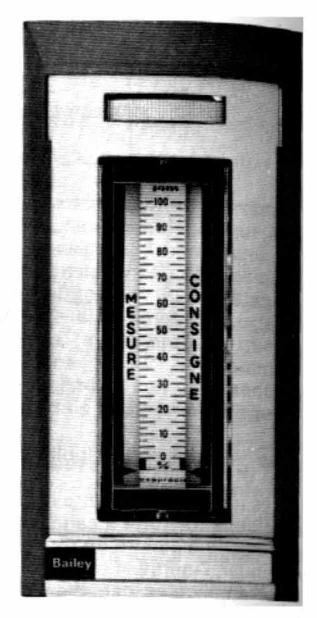


Fig. V-8

Boîtier de consigne à main (*Contrôle Bailey*)

Les éléments de tableau correspondant à ces modules sont :

— des relais de commande à main (fig. V-7) qui permettent de commander à distance les organes réglants (indépendamment de la régulation) et d'assurer sans à-coup le passage de la commande manuelle à la commande automatique et vice versa ;

— des boîtiers de consigne dont la présentation est analogue aux relais de commande à main (fig. V-8) qui permettent d'afficher le point de consigne désiré, d'en avoir la visualisation ainsi qu'éventuellement celle de la mesure correspondante.

CHAPITRE VI

EXEMPLES DE RÉALISATIONS INDUSTRIELLES

1. ASSERVISSEMENT DE POSITION DE GRANDES PERFORMANCES (ANTENNE DE TÉLÉCOMMUNICATIONS DE PLEUMEUR-BODOU)

L'utilisation de satellites artificiels de la Terre comme relais actifs de télécommunications pour une transmission à large bande (comme celle nécessaire à la transmission de signaux de télévision) pose, en plus des problèmes d'émission et de réception, un problème de localisation de satellite et un problème de pointage précis de l'antenne de télécommunications. Le bruit de fond, la puissance limitée des sources à bord du satellite et la grande directivité de l'antenne imposent une précision de pointage de 2/100 de degré. Les vitesses maximales de l'antenne qui suit le satellite sont fonctions de l'orbite du satellite mais elles ne dépassent pas 0,1 degré par seconde aussi bien en site qu'en azimut.

Les méthodes de pointage utilisées consistent :

— soit à positionner l'antenne à partir de données relatives à l'orbite du satellite, auquel cas le pointage est soumis aux erreurs de prévision de l'orbite et aux erreurs dues au décalage des axes mécaniques et électriques de l'antenne ;

— soit à utiliser un système de détection d'erreurs de pointage, qui élabore des écarts proportionnels aux angles de dépointage (azimut et site) entre l'axe électrique de l'antenne et la direction antenne-satellite ; il est ainsi possible de s'affranchir des erreurs précédentes mais cela impose une connaissance approchée de la position du satellite ;

— soit à utiliser une combinaison des modes de poursuite décrits.

1.1. Caractéristiques principales. — La structure de l'antenne et les performances requises déterminent les principales caractéristiques de la boucle d'asservissement, notamment en ce qui concerne la précision et la stabilité. Cela conduit notamment à la nécessité d'avoir deux intégrations dans la chaîne directe d'amplification.

En ce qui concerne la transmission du mouvement à l'antenne, les erreurs dues aux jeux dans les engrenages sont réduits par l'utilisation de groupes de deux moteurs dans la chaîne azimut et la chaîne site, l'un donnant un couple moteur, l'autre jouant le rôle de frein. Par ailleurs, pour éviter les erreurs dues au couple de frottement sec dans la rotation des roues de l'antenne, un correcteur intégral est monté en amont de l'ensemble des moteurs. De plus, des moteurs hydrauliques commandent l'antenne, ce choix résultant de considérations de temps de réponse et d'accélération.

1.2. Description. — Sur le schéma général de l'asservissement (fig. VI-1), nous pouvons distinguer :

— la *transmission hydraulique :* chaque groupe hydraulique a une puissance de 18 kW en azimut et 7 kW en site. Compte tenu des rapports de réduction et des pertes dues aux frottements, les accélérations maximales obtenues sont de 1,3°/s² en azimut, 3,4°/s² en site et les vitesses maximales de 1,5°/s en azimut, 1,4°/s en site ;

— la *boucle de position du plateau de commande :* cette boucle secondaire permet de commander, dans de bonnes conditions, le débit de la pompe dont dépend la vitesse de l'antenne ;

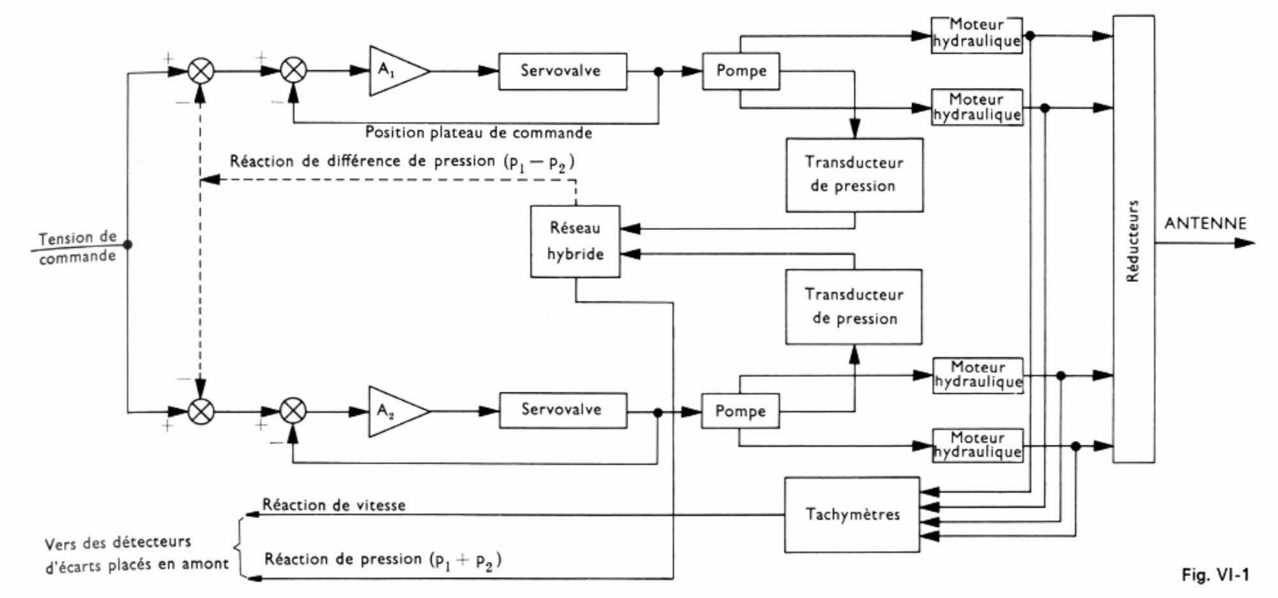


Fig. VI-1

— la *boucle de différence de pression* ($p_1 - p_2$) qui permet d'égaliser les charges entre les deux moteurs utilisés pour chaque chaîne ;

— la *boucle de pression* ($p_1 + p_2$) nécessaire pour apporter un amortissement supplémentaire au servomécanisme, notamment aux fréquences de résonance de l'antenne ;

— la *boucle de réaction de vitesse :* son rôle est de diminuer la rapidité de réponse aux basses fréquences et d'atténuer l'influence des couples perturbateurs.

1.3. Fonctionnement et performances dans les différents modes de poursuite

1.3.1. Mode normal de poursuite. — Dans ce cas, la boucle d'asservissement (fig. VI-2) travaille par échan-

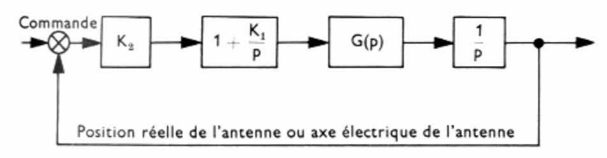


Fig. VI-2

tillonnage. Les informations relatives à l'orbite du satellite sont élaborées par un calculateur numérique et sont fournies toutes les 4 secondes. Des équipements numériques de contrôle de l'antenne traitent ces informations : correction de décalage entre l'axe électrique et l'axe mécanique de l'antenne, corrections par l'opérateur, interpolation des données (128 points pour 4 secondes), conversion numérique-analogique des écarts « position réelle-position commandée ».

La réponse des servomécanismes d'azimut et de site à un échelon de vitesse de pente 0,265 degré par seconde se traduit par une erreur de position maximale de 0,055 degré qui s'annule en moins de 3 secondes (fig. VI-3). La constante d'accélération du système est de 3,8 degrés par seconde au carré et par degré, ce qui assure une erreur de position inférieure à la limite permise pour des accélérations inférieures à 0,05°/s² (valeurs maximales observées pour les satellites Relay et Telstar 0,026°/s²). Ces performances assurent largement la précision de pointage. Ce mode de poursuite est utilisé pendant la phase d'approche et en cas de panne du deuxième système de poursuite.

1.3.2. Mode de poursuite par détection d'erreur de pointage. — Le diagramme de l'asservissement est analogue à celui du mode normal (V. fig. VI-2), le retour étant cette fois l'axe électrique de l'antenne. Dans ce cas, le coefficient K_2 est plus faible que précédemment, cela essentiellement pour diminuer l'importance du régime transitoire lors de la commutation du mode de poursuite. Par ailleurs un léger couplage entre les chaînes d'azimut et de site (dû à la détection de dépointage) est surtout sensible pour des angles de site importants. L'erreur de position de l'antenne dans ce mode de poursuite est proche de 0,01 degré pour les satellites Relay et Telstar.

1.3.3. Mode de poursuite par combinaison des modes précédents. — Ce mode de poursuite, dont les performances sont supérieures à celles des modes précédents, est le moins utilisé du fait de sa plus grande complexité donc de sa moins grande sécurité de fonctionnement.

1.4. Conclusion. — L'intérêt de cet exemple d'application est de montrer que, lors de l'étude et de la réalisation d'un asservissement industriel de grandes performances, il faut souvent faire appel à de multiples aspects de la théorie des systèmes asservis :

— théorie des systèmes linéaires ;

— non linéarité (réduction des jeux) ;

— échantillonnage (mode normal de poursuite) ;

— aspects multivariables (interaction des chaînes azimut et site) ;

— aspect hybride (éléments numériques et analogiques) ;

— aspect technologique (choix des servomoteurs).

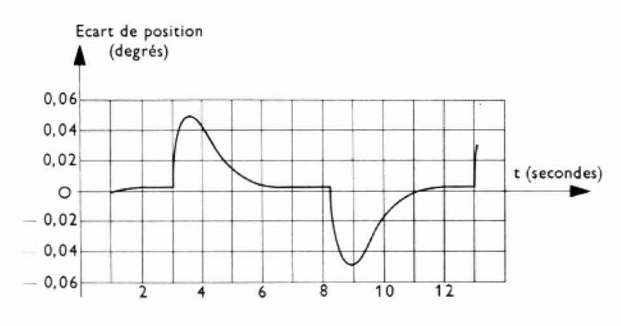
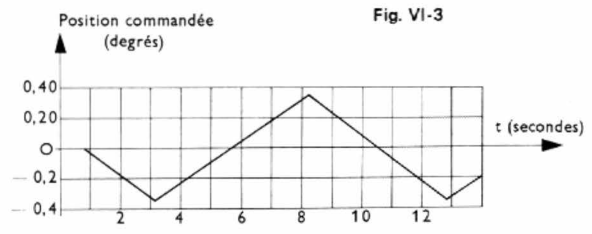


Fig. VI-3



2. ENSEMBLE DE COMMANDE DE VITESSE À THYRISTORS

La circulation du sodium dans les réacteurs nucléaires rapides (V. t. 2, Centrales nucléaires, chap. 6) est obtenue au moyen de pompes centrifuges à palier fluide dont l'entraînement doit être assuré avec une grande sûreté de fonctionnement.

L'ensemble qui va être décrit se compose de deux équipements qui ont pour fonction d'entraîner deux pompes identiques pouvant fonctionner séparément ou en marche couplée en synchronisme de vitesse. Chaque équipement est alimenté à partir d'un réseau 380 V, 50 Hz et est destiné :

— à assurer l'alimentation de l'induit d'un moteur à courant continu sous une tension continue variable entre 0 et 420 V et de l'inducteur sous une tension fixe, pour obtenir un fonctionnement à vitesse variable, suivant le principe dit « à couple constant » (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 18) ;

— à réguler avec précision (proche du millième) la vitesse de ce moteur indépendamment des variations du couple résistant et de la tension d'alimentation pour toutes les valeurs comprises entre 300 et 1 500 tr/mn ;

— à assurer la protection du moteur et des organes d'alimentation contre les défauts éventuels et les surcharges, et en particulier à limiter à une valeur maximale le couple fourni par le moteur ; cette limitation permet également de ménager la mécanique entraînée, soit lors des surcouples, soit lors de la période délicate des démarrages ;

— à permettre les différentes séquences de démarrage et d'arrêt et les différents modes de fonctionnement propres à l'installation sur ordre local ou extérieur.

Chaque équipement est composé essentiellement :

— d'un moteur à courant continu d'une puissance de 320 kW (vitesse nominale : 1 500 tr/mn) comportant une génératrice tachymétrique en bout d'arbre ;

— des armoires de régulation comprenant les circuits de puissance, les circuits d'excitation, les circuits de régulation et de surveillance et les filtres antiparasites.

2.1. Régulation. — Les équations régissant le fonctionnement d'un moteur à commande par l'induit et notamment la relation liant la tension d'alimentation U à la f.c.é.m. E' et au courant d'induit I : $U = (E' + RI)$, montre que la tension U est :

— fonction de la vitesse désirée Ω (car $E' = K_1 \Omega$) ;

— fonction du moment du couple résistant Γ_r (car $\Gamma_r = K_2 I$).

En conséquence, il faut adapter en permanence le courant I au couple résistant, cela jusqu'à une limite à partir de laquelle toute croissance de I est interdite. À cette fin, le schéma de la commande réalisée (fig. VI-4) comporte deux boucles de régulation.

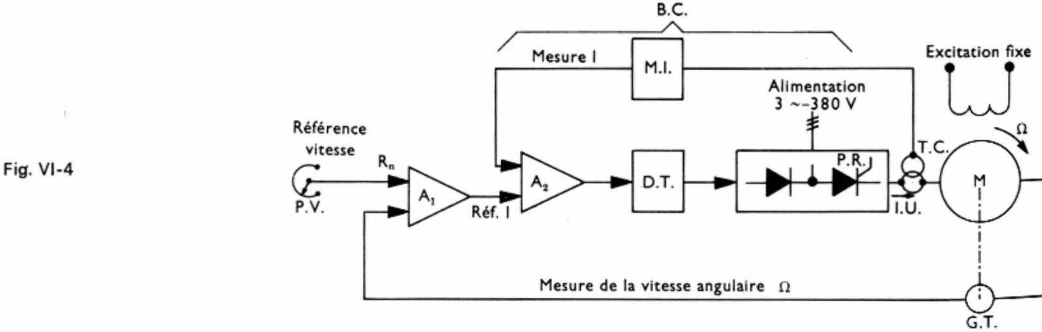


Fig. VI-4

2.1.1. Boucle de régulation de courant (composée des éléments regroupés sous le repère *B.C.* : boucle de courant). — Elle comprend un amplificateur d'erreur courant (A_2), un module déclencheur des thyristors (*D.T.*), un pont redresseur de puissance (*P.R.*), un transformateur de courant (*T.C.*), un circuit de mise en forme du signal I (*M.I.*). L'amplificateur A_2 reçoit ce signal I à son entrée, en opposition avec le signal de référence (Réf. I). La valeur de la tension U est réglée en permanence pour que l'intensité I du courant reste égale à la valeur de référence ; celle-ci doit donc être limitée à la valeur correspondant au courant maximal fixé. Cette boucle constitue une compensation par avance de phase de la boucle de vitesse.

2.1.2. Boucle de régulation de vitesse. — Elle inclut la précédente et comprend un potentiomètre *P.V.* qui fournit le signal de référence R_n, un amplificateur d'erreur A_1, un moteur *M* et sa génératrice tachymétrique *G.T.* La sortie de l'amplificateur A_1 constitue le signal de consigne du courant (Réf. I). Tout écart de vitesse se traduit par une tension d'erreur à l'entrée de A_1 ; elle est annulée par la modification de la tension U et du courant I qui en résulte. Les gains des amplificateurs A_1 et A_2 étant grands, la précision de la régulation de vitesse est assurée.

2.2. Principales protections. — *Limitation du courant.* Cette limitation est automatiquement réalisée par la limitation de la valeur de consigne (Réf. I). Ainsi, lorsque, l'erreur de vitesse prend des valeurs anormales, soit lors des démarrages avec vitesse préaffichée, soit lors de changements rapides de la consigne de vitesse, soit en cas d'augmentation du couple résistant au-delà des limites acceptables, l'intensité du courant n'augmente que jusqu'à cette valeur limite. Les accélérations se font ainsi à couple maximal, sans pointe anormale de courant et les surcharges sont automatiquement limitées. Le moteur, son alimentation et la pompe entraînée se trouvent ainsi protégés.

Surveillance de l'erreur de vitesse : c'est une sécurité sur l'écart mesure-consigne ; elle provoque le déclenchement de l'équipement lorsque cet écart dépasse une valeur préréglée.

Surveillance de couple : c'est une sécurité dont la référence croît linéairement avec la vitesse et qui provoque aussi le déclenchement de l'équipement.

Marche couplée : Le couplage se fait à vitesse minimale (300 tr/mn) et il n'est possible que lorsque les références « vitesse » des deux équipements sont suffisamment voisines. Une fois ce couplage réalisé, les références « couple » et « vitesse » deviennent uniques pour les deux équipements.

3. RÉGULATION DES PROCESSUS INDUSTRIELS

En régulation automatique, un processus est une opération ou une série d'opérations visant à la transformation de certaines matières, sans qu'il y ait nécessairement changement d'état physique ou chimique. Le processus dépend de certaines conditions externes ou internes dont il est possible de tenir compte en faisant intervenir des variables telles que la température, la pression, le débit, etc.

La régulation d'un processus est réalisée en mesurant une grandeur qui représente le résultat désiré et en réglant automatiquement l'une des autres grandeurs. La grandeur réglée doit être celle des variables qui correspond le mieux au résultat désiré. Lorsque cette grandeur représente parfaitement le but visé, la régulation est dite *directe ;* lorsque cette régulation directe est impossible ou difficile à mettre en œuvre, c'est une variable secondaire qui est choisie et la régulation est dite *indirecte.* Bien entendu, une telle régulation est généralement moins efficace.

La grandeur réglante est celle sur laquelle agit le régulateur automatique pour maintenir la grandeur réglée à la valeur prescrite. Le choix de la grandeur réglante est généralement dicté par des considérations de temps de réponse

et de commodité. Les grandeurs perturbatrices du processus sont toutes les variables indépendantes autres que la grandeur réglée et la grandeur réglante.

D'une façon générale, les processus s'apparentent aux systèmes multivariables mais, comme leur analyse est souvent très complexe, le processus est ramené à une régulation monovariable par le choix de grandeurs suffisamment représentatives. Sur un exemple simple, il est cependant possible de montrer tout l'intérêt qu'il y a à considérer ces systèmes comme multivariables. Supposons que la température (θ) et le débit (q) d'un fluide doivent être réglés par mélange d'un fluide chaud (θ_1, q_1) et d'un fluide froid (θ_2, q_2), les températures θ_1 et θ_2 étant supposées constantes (fig. VI-5). Les deux grandeurs réglées (θ et q) dépendent chacune des deux grandeurs réglantes qui sont les débits q_1 et q_2 comme l'indiquent les deux relations suivantes :

$$q = q_1 + q_2 \quad \text{(équation de débit)}$$
$$q\theta = q_1\,\theta_1 + q_2\,\theta_2 \quad \text{(équation de bilan)}$$

Par exemple, nous pouvons ajuster le débit de fluide froid (q_2) pour régler q et le débit de fluide chaud (q_1) pour régler θ. Les régulations seront alors mal découplées et elles réagiront obligatoirement l'une sur l'autre. Cette double régulation peut être améliorée en agissant simultanément sur les deux débits q_1 et q_2. En effet, si pour augmenter q nous augmentons à la fois q_1 et q_2 dans une certaine proportion, la température θ ne sera pas ou sera peu affectée. De la même façon, si pour augmenter θ, nous agissons de façon opposée sur q_1 et q_2, le débit q ne sera que peu modifié. La tendance actuelle qui consiste à s'intéresser effectivement à cet aspect de système multivariable peut donc apporter de grandes améliorations dans la conduite des processus industriels.

Pour tenir compte, d'une part, de cet aspect de système multivariable et, d'autre part, de la dynamique relativement lente de certains processus, des calculateurs analogiques puis numériques (ou ordinateurs) ont été utilisés dans les chaînes de régulation de processus. La première mutation dans ce sens s'est produite lorsque les chaînes de réglage ont été équipées de modules électroniques au lieu de modules pneumatiques. Conjuguée aux progrès de la théorie du réglage, cette évolution a permis de réaliser des progrès importants et a donné naissance à la **régulation analogique** (V. ci-après) dont les avantages principaux sont essentiellement la fiabilité, la simplicité et la mise en œuvre extrêmement souple. Elle présente cependant des inconvénients et, en particulier, elle se prête mal à la régulation de système multivariable ; elle a des performances insuffisantes avec le régulateur *P.I.D.* et, parfois, elle impose un nombre de chaînes de régulations (donc de régulateurs) égal au nombre de grandeurs à régler. Compte tenu de ces inconvénients, d'une part, et du développement des calculateurs numériques, d'autre part, il est de plus en plus courant d'utiliser ces derniers pour la régulation des processus industriels ; c'est la **régulation numérique.**

La majeure partie des réalisations actuellement en service sont relatives à des installations simples mais dans lesquelles le nombre de grandeurs à régler est grand. Par exemple, dans l'industrie chimique, un seul algorithme de réglage (*P.I.* ou *P.I.D.*), programmé dans un calculateur, permet d'assurer le maintien de plusieurs dizaines de niveaux par multiplexage. Un des avantages de la régulation numérique est justement cette possibilité de traiter plusieurs boucles de régulation avec un seul calculateur : elle se prête donc de façon naturelle au traitement des systèmes multivariables. La régulation numérique offre aussi la possibilité de réaliser des compensations plus élaborées qu'avec des régulateurs analogiques, tout en laissant disponible le calculateur numérique à d'autres fins dans l'installation (traitement des mesures, des signalisations, etc.). Malgré ces avantages, l'utilisation en temps réel de tels calculateurs n'est pas encore aussi répandue que nous pourrions le croire pour la conduite des processus et cela essentiellement pour des raisons économiques et de sécurité. En effet, l'indice économique de la régulation numérique n'est pas évident dans beaucoup de domaines, en particulier dans celui des centrales de production d'énergie ; il l'est d'autant moins que la fiabilité des calculateurs étant insuffisante, il faut, soit prévoir des chaînes analogiques en secours, soit avoir deux calculateurs assurant un secours mutuel en cas de panne. Une solution hybride est quelquefois retenue, comme nous le verrons à la fin du chapitre dans la description de l'automatisation d'une centrale nucléaire.

4. CALCULATEURS ANALOGIQUES ÉLECTRONIQUES

4.1. Généralités sur le calcul analogique. — Un problème scientifique complexe peut être résolu par des moyens automatiques essentiellement de deux façons différentes :

— il est possible d'utiliser des calculatrices numériques fournissant rapidement les résultats des opérations arithmétiques (V. t. 2, Informatique) ;

— le calcul proprement dit peut être remplacé par l'observation de grandeurs physiques dont les variations obéissent aux *mêmes lois mathématiques* que celles régissant le problème considéré : c'est le calcul analogique, exécuté au moyen de calculateurs analogiques selon différentes méthodes.

1° *Les méthodes de similitude :* les grandeurs étudiées sont de même nature que celles qui font l'objet du problème, seule l'échelle diffère. C'est le cas des études sur modèles réduits ou maquettes : carènes de navire, ailes d'avion, microréseaux électriques. Ces méthodes sont quelque peu en marge du domaine faisant l'objet de ce chapitre.

2° *Les méthodes de transposition :* il y a transposition du problème dans un domaine plus commode, notamment quant aux mesures. Les méthodes rhéoélectriques et les analogies électromécaniques constituent deux exemples de telles méthodes de transposition. Nous illustrerons ces méthodes en montrant comment il est possible de faire correspondre un circuit électrique à un système mécanique déterminé.

Supposons que celui-ci soit constitué d'une masse m, suspendue à un ressort de raideur k et amorti par un frottement visqueux f (fig. VI-6). L'équation reliant l'intensité de la force extérieure $F(t)$ appliquée au système et le déplacement x du centre de gravité du mobile s'écrit (équation différentielle du second ordre à coefficients constants) :

$$m\,\frac{d^2x}{dt^2} + f\,\frac{dx}{dt} + kx = F(t)$$

Or, l'intensité du courant dans un circuit électrique comportant une résistance R, une inductance L et un condensateur C (fig. VI-7) est aussi donnée par une

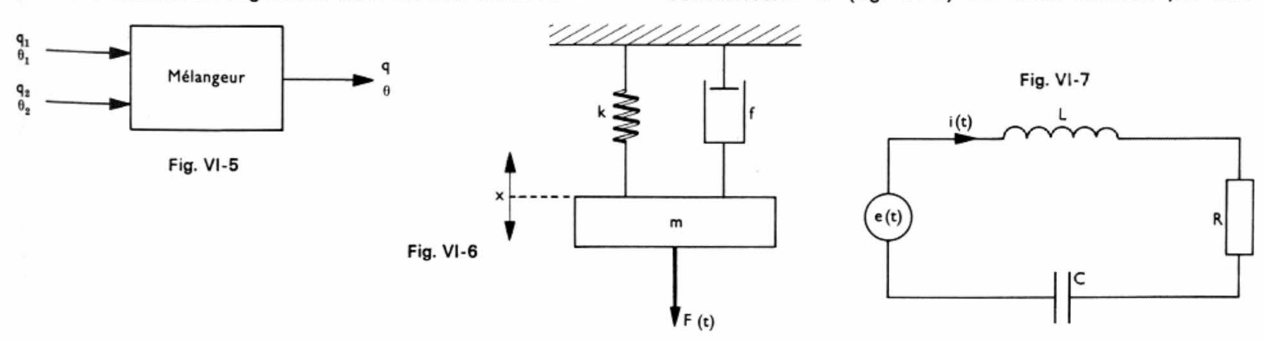


Fig. VI-5

Fig. VI-6

Fig. VI-7

équation différentielle du second ordre à coefficients constants. En effet, si $e(t)$ représente la tension variable en fonction du temps appliquée au montage, l'équation reliant $e(t)$ au courant i s'écrit :

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = e(t)$$

En tenant compte du fait que l'intensité i du courant est donnée en fonction de la quantité d'électricité q qui traverse une section du circuit à un instant t par l'égalité suivante :

$$i = \frac{dq}{dt} \text{ (ou } q = \int_0^t i dt\text{)},$$

il vient :

$$L \frac{d^2q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = e(t)$$

Les deux équations sont analogues, la transposition de l'une à l'autre pouvant se faire de la façon suivante :

— masse m ⟶ inductance L ;
— frottement visqueux f ⟶ résistance R ;
— raideur du ressort k ⟶ inverse de la capacité $\frac{1}{C}$;
— force $F(t)$ ⟶ tension $e(t)$;
— déplacement x ⟶ quantité d'électricité q ;
— vitesse $\frac{dx}{dt}$ ⟶ intensité du courant i ;

3° *Les méthodes de calcul physique :* il faut réaliser un système physique répondant aux équations du système réel. Du point de vue mathématique, il y a identité entre données et appareil de résolution ; il y a analogie si les données traduisent le phénomène réel.

4° *Les méthodes de simulation :* la correspondance entre le système physique et celui qui permet le calcul ne se limite pas à la solution mais est plus étendue. Dans une certaine mesure, les équations du problème peuvent être abandonnées et l'étude peut alors être menée par des procédés qui se rapprochent des essais sur maquettes, ou des méthodes de transposition. Cette dernière catégorie offre donc une synthèse des trois précédentes. C'est le cas, par exemple, des simulateurs de vol d'avion.

Le calcul analogique électronique qui fait l'objet de ce paragraphe peut être classé dans cette dernière catégorie.

Deux classes de calculateurs analogiques ont été mises au point :

— les appareils à courants continus mettant en œuvre les amplificateurs opérationnels ;

— les appareils à courants porteurs où le courant alternatif est « modulé » par des éléments de calcul, et où la grandeur cherchée se déduit de la mesure de l'amplitude de la tension résultante. De tels appareils étaient intéressants lorsque la technologie électronique ne permettait pas de s'affranchir des problèmes de dérives propres aux liaisons continues. Ils constituent essentiellement des calculateurs à programme fixe (conduite automatique de tir, téléguidage d'engins).

Seuls les premiers présentent actuellement un grand développement et seront décrits ici.

4.2. Principe du calcul. — Pour le calcul analogique par courants continus, il faut utiliser un circuit dans lequel les potentiels de points bien choisis, sont proportionnels aux inconnues du problème (le potentiel de la masse est pris pour référence). Nous n'envisagerons ici que le cas où les équations du problème sont linéaires. Si ces équations sont purement algébriques, les tensions sont constantes ou tout au moins se stabilisent très vite ; s'il s'agit d'équations différentielles, les tensions varient dans le temps, et leurs valeurs instantanées restent proportionnelles à celles des fonctions du temps cherchées.

4.2.1. Description et fonctionnement. — La résolution de telles équations est obtenue à partir d'*opérateurs élémentaires* (intégrateur, additionneur, multiplicateur, dérivateur) groupés en *circuits de calcul*. L'ensemble est complété par un certain nombre de dispositifs de mesure et d'enregistrement pour constituer le calculateur proprement dit. Les opérateurs élémentaires font appel à la technique des amplificateurs opérationnels (V. t. 1, Électronique, chap. 16).

Fig. VI-8

Exemple de montage utilisé pour la simulation

Un exemple simple de circuit de calcul va nous permettre de dégager quelques règles générales. Le circuit représenté sur la figure VI-8 comporte deux intégrateurs (le premier entre A et B, le second entre B et D) et un inverseur (entre M et F). Appelons y'', la tension au point A (dérivée seconde d'une fonction $y(t)$) ; les tensions en B, D, F, s'écrivent alors respectivement :

en B : $$\frac{-1}{R_1C_1} y'$$

en D : $$\frac{1}{R_1C_1 R_2C_2} y$$

en M (sortie du potentiomètre P) :

$$a \frac{1}{R_1C_1 R_2C_2} y$$

en F : $$-\frac{a R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1 R_2C_2} y$$

Cette dernière tension étant égale à y'', l'équation correspondant au circuit total peut donc être écrite sous la forme suivante :

$$y'' + \omega^2 y = 0$$

avec : $$\omega^2 = \frac{a R_4}{R_3} \frac{1}{R_1C_1 R_2C_2}$$

(Ce type de circuits constitue une classe de systèmes asservis car il s'agit bien d'un système bouclé comme on peut le voir sur le schéma).

L'équation précédente admet une solution générale qui peut s'écrire :

$$y = \widehat{A} \sin (\omega t + \varphi)$$

Les nombres $\widehat{A}$ et φ sont des constantes dont les valeurs dépendent des conditions initiales, c'est-à-dire des conditions dans lesquelles se trouvait le système étudié à l'instant pris pour origine. Avant la fermeture du circuit, si les charges des deux condensateurs sont nulles, les tensions en B et D le sont aussi et il vient :

$$y'(0) = 0 \text{ et } y(0) = 0$$

Avec ces conditions initiales nous trouvons $\widehat{A} = 0$ et donc $y = 0$: il s'agit d'une solution n'offrant aucun intérêt. Pour remédier à cette difficulté, le montage peut être complété par un dispositif dit d'*initialisation* (fig. VI-9). Un potentiomètre P' permet de choisir la valeur initiale désirée et de l'appliquer à la grandeur considérée (le commutateur se trouve sur la position *V.i.* à l'instant $t = 0$). Dans notre cas, des valeurs initiales seront imposées à y et y', ce qui détermine les constantes d'intégration $\widehat{A}$ et φ. Les tensions

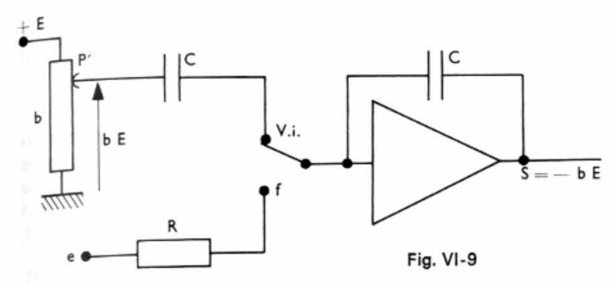


Fig. VI-9

évolueront ensuite conformément à l'équation correspondant au circuit et la fonction y pourra, par exemple, être observée ou mesurée (à un coefficient constant près) grâce à un appareil de mesure ou d'enregistrement. La pulsation ω peut être ajustée au moyen de résistances R_1, R_2, R_3, R_4, du potentiomètre P et des condensateurs C_1 et C_2, cela dans les limites des impédances fonctionnelles de la machine.

Les appareils de mesure et d'enregistrement sont en quelque sorte des éléments « périphériques » du calculateur. Il s'agit de voltmètres numériques (pour la mesure des tensions constantes), d'enregistreurs (mécaniques, magnétiques ou photographiques), d'oscillographes, etc. (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure).

À travers cet exemple, il apparaît que cette sorte de calcul impose d'utiliser des circuits bouclés malgré les inconvénients que cela présente. Par ailleurs, il faut disposer dans le calculateur d'une tension dite fonctionnelle nécessaire pour tenir compte des termes constants et des valeurs initiales non nulles. Un calculateur analogique électronique comprend donc des amplificateurs, des impédances (résistances et condensateurs étalonnés) en nombre convenable, des potentiomètres précis et linéaires, des appareils de mesure et d'enregistrement.

La programmation d'un calcul impose le câblage des schémas mis au point pour le calcul, le choix des impédances, le réglage des potentiomètres et des niveaux de signaux.

4.2.2. Performances. — Il est difficile de caractériser les performances d'un calculateur analogique de façon globale. Elles dépendent de la précision des impédances de calcul, de la linéarité des potentiomètres, des caractéristiques des amplificateurs (gain, bande passante, niveau de bruit, dérive des amplificateurs), des caractéristiques des instruments de mesure et d'enregistrement. Parfois, le constructeur garantit une certaine précision par opération élémentaire, ce qui n'a pas de signification absolue du fait que le type de montage affecte directement cette précision.

En résumé, la précision d'un calculateur analogique dépend d'un grand nombre d'éléments :

— la machine
— le problème (nature et valeur des coefficients)
— l'opérateur qui peut tirer le meilleur parti possible du matériel dont il dispose, dans chaque cas particulier.

4.3. Domaines d'utilisation des calculateurs analogiques électroniques. — Ces domaines sont extrêmement variés et nous pouvons citer :

— *la résolution de systèmes algébriques* linéaires et, corrélativement, de certains problèmes de calcul matriciel ;

— *la résolution des systèmes d'équations différentielles linéaires à coefficients constants* : dans ces deux catégories de problèmes, le nombre d'équations et l'ordre des dérivations ne sont limités, en principe, que par la capacité de l'appareil (c'est-à-dire par le nombre d'amplificateurs) ;

— *la résolution de systèmes d'équations algébriques ou différentielles non linéaires :* pour ces problèmes le calculateur doit comporter certains dispositifs spéciaux comme des générateurs de fonctions, par exemple. En fait, la complication des circuits et le nombre des dispositifs spéciaux à introduire limitent beaucoup le champ effectivement abordable avec le calculateur eu égard notamment à la précision des résultats ;

— *la simulation* qui constitue sans doute le domaine d'utilisation le plus important. C'est à ce titre que les calculateurs analogiques électroniques jouent un grand rôle dans le domaine des systèmes asservis. En effet, d'une façon extrêmement commode, ils permettent la simulation des boucles de régulation et ils rendent faciles :

- la détermination de la fonction de transfert du système à régler par identification de la réponse du modèle mathématique adopté avec celle du processus ;
- l'étude des performances comparées d'une boucle de régulation avec différents types de régulateur ;
- la recherche de coefficients de réglages optimaux pour un type de régulateur déterminé.

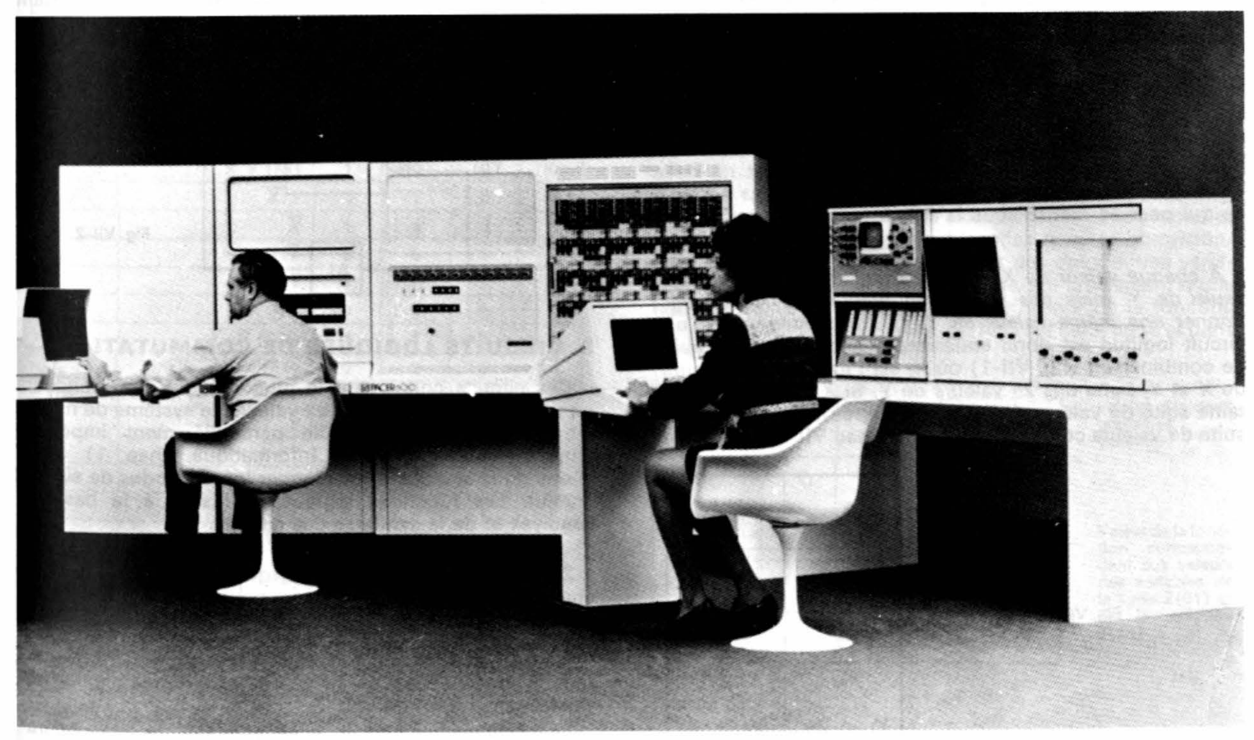


Fig. VI-10 — Ensemble de simulation composé d'un calculateur analogique associé à un ordinateur *(E.A.I.)*

4.4. Exemple d'application : simulation d'un système du second ordre. — Pour effectuer une telle simulation il faut choisir une échelle de temps et une échelle d'amplitude. Le choix de l'échelle des temps, qui dépend bien entendu du problème envisagé, est nécessaire pour adapter le système simulé aux possibilités de fonctionnement du calculateur (pour économiser du temps dans le cas de dynamiques lentes, pour « ralentir » le phénomène dans le cas de dynamiques trop rapides). Un tel choix d'échelle de temps nécessite une modification des coefficients des équations différentielles traitées ; en effet, considérons l'équation :

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + f \frac{dx}{dt} + kx = y(t)$$

et choisissons une nouvelle échelle de temps telle que :

$$\tau = \alpha t \begin{cases} \tau \text{ désignant le « temps-machine »,} \\ \alpha \text{ étant un coefficient,} \\ t \text{ représentant le temps réel.} \end{cases}$$

L'équation considérée devient :

$$\alpha^2 m \frac{d^2x}{d\tau^2} + \alpha f \frac{dx}{d\tau} + kx = y\left(\frac{\tau}{\alpha}\right)$$

Les coefficients sont alors égaux à $\alpha^2 m$, αf et à k.

Le choix de l'échelle d'amplitude peut être nécessaire dans les problèmes de régulation, quand un cas particulier doit être résolu ou quand il existe des effets non linéaires. Dans tous les cas elle permet d'établir la correspondance entre l'amplitude des évolutions du signal-machine (tension) et la grandeur simulée.

Il faut cependant signaler que la tendance actuelle est :

— de remplacer, dans beaucoup de domaines, les calculateurs analogiques par les calculateurs numériques dont les avantages sont indiscutables (notamment en ce qui concerne la précision) ;

— d'adopter quelquefois un compromis en associant un calculateur analogique à une machine numérique : l'ensemble allie les qualités des deux techniques ; de tels appareils sont dit « hybrides » (fig. VI-10).

SYSTÈMES LOGIQUES ET SÉQUENTIELS

CHAPITRE VII
THÉORIE DES AUTOMATISMES DISCONTINUS

1. DISTINCTION ENTRE SYSTÈMES LOGIQUES ET SYSTÈMES SÉQUENTIELS

Les systèmes logiques et séquentiels se différentient des automatismes de réglage essentiellement par le caractère discontinu des grandeurs qu'ils mettent en jeu. Cette discontinuité peut résulter de la nature même de la grandeur mise en jeu (fonction de l'état d'un interrupteur, d'un relais, d'une vanne) ou elle peut être provoquée en rendant discrète une grandeur continue (seuil d'une mesure).

Cette distinction étant faite, les systèmes logiques et les systèmes séquentiels sont cependant très différents. Dans un système logique, les valeurs des grandeurs de sortie sont entièrement déterminées par les valeurs des grandeurs d'entrée. Avec un circuit logique à m entrées $x_1, x_2, \ldots, x_m$ et n sorties $y_1, y_2, \ldots, y_n$, nous pouvons écrire n fonctions logiques (V. t. 1, Électronique, chap. 17) :

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1\ (x_1, x_2, \ldots, x_m) \\ y_2 &= f_2\ (x_1, x_2, \ldots, x_m) \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ y_n &= f_n\ (x_1, x_2, \ldots, x_m) \end{aligned}$$

ce qui peut se mettre sous la forme condensée suivante :

$$Y = F\ (X)$$

À chaque valeur de X, il correspond une valeur et une seule de Y mais des valeurs différentes de X peuvent donner une même valeur de Y. Le fonctionnement d'un circuit logique est donc entièrement décrit par une table de combinaison (fig. VII-1) où X_i est l'une des 2^m valeurs de X et Y_j l'une des 2^n valeurs de Y. Si X prend une certaine suite de valeurs (séquence d'entrée), Y prendra une suite de valeurs conformément au tableau VII-1 (séquence de sortie) ; l'ordre dans lequel se présentent les valeurs de X n'a aucune influence sur les valeurs de Y. Il n'en est pas de même pour un circuit séquentiel pour lequel une même valeur de X n'entraîne pas forcément une même valeur de Y. *L'état du circuit* (valeur de Y) *à l'instant t dépend à la fois de la valeur X et des états antérieurs.* Le temps intervient directement dans le fonctionnement de ces circuits et l'évolution d'un circuit peut être décrite par une équation que nous pouvons mettre sous la forme suivante :

$$Y\ (t + \Delta t) = G\ [X(t), Y(t)]$$

C'est dire que l'état d'un circuit séquentiel à l'instant $(t + \Delta t)$ est entièrement déterminé par les valeurs caractérisant son état à l'instant t et par son entrée, ce qui est représenté symboliquement par la figure VII-2.

X	Y
X_1	$Y\alpha$
X_2	$Y\beta$
X_N	$Y\mu$
$X_i < 2^m$	$Y_j < 2^n$

Fig. VII-1

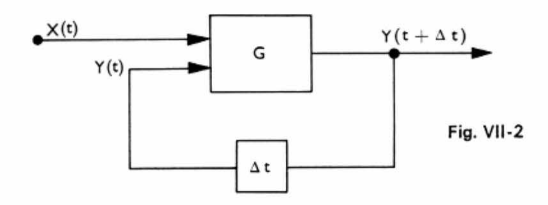


Fig. VII-2

2. CIRCUITS LOGIQUES DE COMMUTATION

Ces circuits concernant le plus souvent des grandeurs ne pouvant prendre que deux valeurs, le système de numération binaire joue un rôle particulièrement important dans leur étude (V. t. 2, Informatique, chap. 1). Nous allons nous attacher à développer les méthodes de simplification des fonctions logiques qui sont à la base de l'analyse et de la synthèse des circuits.

2.1. Rappels d'algèbre logique (V. t. 1, Électronique, chap. 17). — Les deux états que peut prendre une variable binaire sont désignés conventionnellement par 0 et 1.

2.1.1. Opérations de l'algèbre logique. — Les opérations élémentaires de l'algèbre logique ou algèbre de Boole sont les suivantes :

— *opération sur une seule variable* (X) : la seule opération qui puisse être réalisée est la *complémentation*. Le

complément de X se note $\overline{X}$ (X barre) et il est donné par le tableau suivant :

$$\begin{cases} X = 0 \Rightarrow \overline{X} = 1 \\ X = 1 \Rightarrow \overline{X} = 0 \end{cases}$$

— *opérations sur deux variables* (X et Y) : les deux opérations fondamentales sont les opérations logiques ET et OU. L'opération ET ou *intersection* ou encore *multiplication logique*, se note XY ou $X.Y$ ou $X \times Y$ (fig. VII-3). L'opération OU ou *réunion* ou encore *addition logique*, se note $(X + Y)$ et quelquefois $X \cup Y$ (fig. VII-4).

Fig. VII-3

X	Y	ET : XY
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Fig. VII-4

X	Y	OU : $X+Y$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

À l'aide des opérations logiques qui viennent d'être définies, il est possible d'exprimer toutes les fonctions logiques de deux variables. Les relations suivantes peuvent également être utilisées dans ce but :

— *relations avec une variable :*

$$X + 0 = X \qquad X + 1 = 1$$
$$X \times 1 = X \qquad X \times 0 = 0$$
$$X + X = X \qquad X + \overline{X} = 1$$
$$X \times X = X \qquad X \times \overline{X} = 0$$
$$\overline{\overline{X}} = X$$

— *relations avec deux variables :*

$$X + X.Y = X(1 + Y) = X$$
$$X(X + Y) = X(1 + Y) = X$$
$$(X + \overline{Y})\,Y = X.Y$$
$$X.\overline{Y} + Y = X + Y$$

En fait il existe 2^4 soit 16 fonctions de deux variables binaires comme l'indique le tableau suivant (fig. VII-5).

	X	0	0	1	1
	Y	0	1	0	1
f_1	0	0	0	0	0
f_2	$\overline{X}.\overline{Y}$ (NI)	1	0	0	0
f_3	$\overline{X}.Y$	0	1	0	0
f_4	$\overline{X}$	1	1	0	0
f_5	$X.\overline{Y}$	0	0	1	0
f_6	$\overline{Y}$	1	0	1	0
f_7	$X \oplus Y$	0	1	1	0
f_8	$\overline{X}+\overline{Y}$ (ON)	1	1	1	0
f_9	$X.Y$ (ET)	0	0	0	1
f_{10}	$X \oplus \overline{Y} = \overline{X} \oplus Y$	1	0	0	1
f_{11}	Y	0	1	0	1
f_{12}	$\overline{X}+Y$	1	1	0	1
f_{13}	X	0	0	1	1
f_{14}	$X+\overline{Y}$	1	0	1	1
f_{15}	$X+Y$ (OU)	0	1	1	1
f_{16}	1	1	1	1	1

Fig. VII-5

En plus des opérations ET et OU, celles qui ont une certaine importance, essentiellement pour des raisons technologiques, sont (V. t. 2, Informatique, chap. 2) :

— la fonction $f(2)$ ou fonction $\overline{\text{OU}}$, NOR ou NI :

$$f(2) = \overline{X + Y} = \overline{X}.\overline{Y}$$

— la fonction $f(7)$ ou fonction OU disjonction, écrite symboliquement $X \oplus Y$:

$$f(7) = X \oplus Y = X\overline{Y} + \overline{X}Y = (X + Y)\,(\overline{XY})$$
$$= (X + Y)\,(\overline{X} + \overline{Y})$$

— la fonction $f(8)$ ou fonction $\overline{\text{ET}}$, NAND ou ON :

$$f(8) = \overline{XY} = \overline{X} + \overline{Y}$$

Rappelons que la relation de Morgan exprime la dualité qui existe entre les opérations fondamentales (réunion et intersection), d'une part, et variable et complément de la variable, d'autre part ; elle s'exprime par la double égalité suivante :

$$\overline{X} + \overline{Y} = \overline{X.Y}$$
$$\overline{X + Y} = \overline{X}.\overline{Y}$$

— *opérations sur un nombre quelconque de variables* : nous pouvons généraliser facilement les opérations précédentes à plus de deux variables, seule la complexité de l'écriture des relations croît. En particulier, dans le cas de n variables, les relations de Morgan s'écrivent :

$$\overline{X}_1 + \overline{X}_2 + \ldots + \overline{X}_n = \overline{X_1.X_2\ldots X_n}$$
$$\overline{X_1 + X_2 + \ldots + X_n} = \overline{X}_1.\overline{X}_2\ldots\overline{X}_n$$

2.1.2. Représentation des fonctions logiques.

— *Diagramme de Venn :* il permet de représenter les valeurs de la variable X par un domaine placé dans un plan et limité par une courbe fermée ; le reste du plan représente conventionnellement le complément de la variable, soit $\overline{X}$. Si nous adoptons le même type de représentation pour la variable Y, nous pouvons matérialiser les fonctions définies précédemment (fig. VII-6).

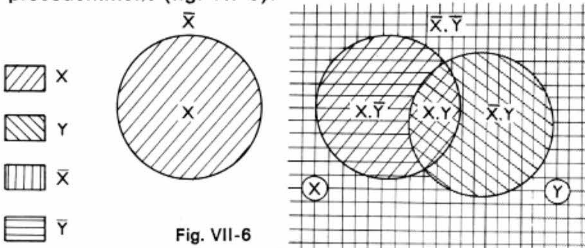


Fig. VII-6

— *Table de combinaisons :* c'est la représentation adoptée pour toutes les fonctions de deux variables et nous l'avons utilisée dans le paragraphe précédent pour représenter précisément ces fonctions. Les deux premières colonnes comportent les divers couples de valeurs des deux variables binaires ; dans la colonne suivante sont inscrites les valeurs correspondantes de la fonction.

— *Matrice de combinaisons :* c'est une représentation avec un tableau à double entrée ; pour quatre variables, c'est un tableau de quatre lignes et quatre colonnes (fig. VII-7). La première colonne comporte les divers couples de valeurs de deux des variables ; les couples correspondant aux diverses valeurs possibles des deux autres variables sont placés sur la première ligne. Au croisement d'une ligne et d'une colonne, se trouve la valeur de la fonction pour les valeurs des variables inscrites sur cette ligne et dans cette colonne (fig. VII-7a).

CD \ AB	00	01	(11)	10
00	0	1	0	0
(01)	1	0	(1)	0
11	1	0	0	0
10	0	1	0	1

← Couples de valeurs des deux premières variables

Valeur de la fonction correspondant aux valeurs des variables de la ligne 2(01) et de la colonne 3(11)

↑ Couples de valeurs des deux autres variables

Fig. VII-7 a

CD \ AB	00	01	11	10
00	0	4	12	8
01	1	5	13	9
11	3	7	15	11
10	2	6	14	10

Fig. VII-7 b

Les cases de ce tableau sont souvent numérotées et elles portent les numéros indiqués sur la figure VII-7b. L'apparente irrégularité de cette numérotation résulte du fait que nous avons choisi de considérer un cas simple (et très général) : en passant d'un couple de valeurs de deux variables au suivant, une seule des variables change. Cette numérotation permet d'écrire une fonction $f(A,B,C,D)$ sous la forme symbolique suivante :

$$f(A,B,C,D,) = \Sigma(\alpha,\ \beta,\ \gamma,\ \ldots)$$

les nombres α, β, γ, ... désignant les numéros des cases où la fonction est égale à 1. Par exemple, la fonction correspondant au tableau VII-7a est symbolisée par l'égalité suivante :

$$f(A,B,C,D) = \Sigma(1,3,4,6,10,13)$$

C'est la forme dite **numérique décimale** de la fonction.

La réunion des intersections (c'est-à-dire la somme des produits de deux variables éventuellement complémentées), correspondant à un « 1 » dans l'un des tableaux précédents, constitue une forme **canonique** de la fonction considérée.

Ce n'est généralement pas la forme canonique la plus simple et elle pourra être simplifiée (V. ci-après). Dans le cas de deux variables, elle peut être écrite sous la forme générale suivante :

$$f_i(X,Y) = X.Yf_i(1,1) + X.\bar{Y}f_i(1,0) + \bar{X}.Yf_i(0,1) + \bar{X}.\bar{Y}f_i(0,0)$$

Ainsi, par l'un des moyens ci-dessus, nous pouvons représenter une fonction logique quelconque ; mais une telle fonction logique a plusieurs formes canoniques plus ou moins simples. La recherche de la forme la plus simple est particulièrement importante car elle se traduit par l'utilisation du minimum de composants lors de la réalisation (relais ou semiconducteurs).

2.2. Simplification des fonctions logiques. — Cette simplification peut consister à minimaliser le nombre de lettres (c'est-à-dire le nombre d'apparitions de l'ensemble des variables) ou le nombre de termes ou les deux à la fois.

La forme optimale à choisir dépend essentiellement de la technologie adoptée ; elle est la même quel que soit le critère de simplification considéré dans le cas d'une fonction unique. Par ailleurs, compte tenu du principe de dualité, pour une fonction déterminée il y a toujours deux formes optimales qui se représentent, l'une sous la forme d'une réunion d'intersections (ou somme de produits) et l'autre sous la forme d'une intersection de réunions (ou produit de sommes).

2.2.1. Simplification graphique à l'aide des matrices de combinaisons. — C'est la méthode des tableaux de Karnaugh. Considérons, par exemple, la fonction des quatre variables T, U, V, W représentée par le tableau VII-8 où la numérotation des lignes et des colonnes est faite suivant le code binaire réfléchi (changement d'un seul état d'une ligne à la suivante ou d'une colonne à la suivante) ; sous forme numérique décimale, cette fonction s'écrit : $\Sigma(0, 2, 9, 13)$.

Si nous adoptons la représentation « réunion d'intersection », cette fonction s'écrit :

$$f(T,U,V,W) = \bar{T}\bar{U}\bar{V}\bar{W} + \bar{T}\bar{U}V\bar{W} + TU\bar{V}W + T\bar{U}\bar{V}W$$

VW \ TU	00	01	11	10
00	1	0	0	0
01	0	0	1	1
11	0	0	0	0
10	1	0	0	0

Fig. VII-8

Lorsque deux « 1 » se trouvent dans des carrés adjacents (par exemple, ceux de la première colonne) il y a une variable qui change d'état de l'un à l'autre (la variable V dans ce cas) et elle peut être éliminée puisque :

$$\bar{T}\bar{U}\bar{V}\bar{W} + \bar{T}\bar{U}V\bar{W} = \bar{T}\bar{U}\bar{W}(\bar{V} + V) = \bar{T}\bar{U}\bar{W}$$

Une simplification identique peut être réalisée sur la deuxième ligne (c'est la variable U qui s'élimine ici). La fonction devient alors :

$$f(T,U,V,W) = \bar{T}\bar{U}\bar{W} + T\bar{V}W$$

Il apparaît donc qu'il y a intérêt à former de nombreux groupes de « 1 », un même « 1 » pouvant être utilisé dans plusieurs groupes (puisque $X + X = X$). Quelques exemples vont permettre de bien le mettre en évidence.

— *Exemple 1.* Soit la fonction $f(W,X,Y,Z)$ représentée sur le tableau VII-9 qui peut s'écrire en représentation numérique décimale :

$$f(W,X,Y,Z) = \Sigma(3, 4, 5, 7, 11, 13, 15)$$

Les simplifications qui sont matérialisées en encerclant les carrés adjacents conduisent à la forme extrêmement simplifiée suivante :

$$f(W,X,Y,Z) = \bar{W}X\bar{Y} + XZ + YZ$$

YZ \ WX	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	0	1	1	0
11	1	1	1	1
10	0	0	0	0

Fig. VII-9

— *Exemple 2.* Soit la fonction représentée sur le tableau VII-10 et qui s'écrit sous la forme numérique décimale :

$$f(W,X,Y,Z) = \Sigma(0, 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9, 11, 15)$$

YZ \ WX	00	01	11	10
00	1	1	0	1
01	1	0	0	1
11	1	1	1	1
10	1	1	0	0

Fig. VII-10

YZ \ WX	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	?→0	0	1	1
11	1	1	?→1	1
10	1	0	0	?→1

Fig. VII-11

YZ \ WX	00	01	11	10
00	0	1	1	1
01	0	1	1	1
11	1	0	0	1
10	1	1	1	1

Fig. VII-12

	Num.	W	X	Y	Z
0 fois 1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1
1 fois 1	2	0	0	1	0
	4	0	1	0	0
	8	1	0	0	0
	3	0	0	1	1
2 fois 1	6	0	1	1	0
	9	1	0	0	1
3 fois 1	7	0	1	1	1
	11	1	0	1	1
4 fois 1	15	1	1	1	1

Fig. VII-13

Numéros groupés	W	X	Y	Z
0, 1	0	0	0	—
0, 2	0	0	—	0
0, 4	0	0	—	0
0, 8	—	0	0	0
1, 3	0	0	—	1
1, 9	0	—	0	1
2, 3	0	0	1	—
1, 6	0	—	1	0
4, 6	0	1	—	0
9, 9	1	0	0	—
3, 7	0	—	1	1
3, 11	—	0	1	1
6, 7	0	1	1	+
6, 7	0	1	1	—
9, 11	1	0	—	1
9, 11	1	0	—	1
7, 15	—	1	1	1
11, 15	1	—	1	1

Fig. VII-14

Il apparaît qu'il y a plusieurs simplifications possibles, celle qui est matérialisée sur le tableau est optimale. Elle conduit à l'équation suivante :

$$f(W, X, Y, Z) = \overline{X}\,\overline{Y} + YZ + \overline{W}\,\overline{Z}$$

Dans certains cas, il y a plusieurs formes minimales, le choix est alors un cas d'espèce. Il arrive quelquefois qu'une fonction logique comprenne un certain nombre de termes indifférents ; il faut alors choisir les valeurs de ces termes de façon à faciliter la simplification.

— *Exemple 3.* Soit la fonction représentée sur le tableau VII-11 qui comporte trois termes indifférents :

$$f(W, X, Y, Z) = \Sigma(2, 3, 7, 9, 11, 13)$$

avec 1, 10 et 15 indifférents ; le tableau montre qu'il est préférable de choisir la fonction :

$$f(W, X, Y, Z) = \Sigma(2, 3, 7, 9, 10, 11, 13, 15)$$

car elle conduit à une simplification intéressante :

$$f(W, X, Y, Z) = WZ + \overline{X}Y + YZ$$

Cette méthode de simplification par tableaux de Karnaugh peut être utilisée pour faire des « intersections de réunions ». Dans ce cas, il faut faire pour les zéros du tableau la même opération que pour les « 1 » dans le cas précédent (principe de dualité).

— *Exemple 4.* La fonction représentée sur le tableau VII-12 s'écrit :

$$f(W, X, Y, Z) = \Sigma(2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14)$$
$$= \pi(0, 1, 7, 15)$$

et après simplification :

$$f(W, X, Y, Z) = (W + X + Y)\,(\overline{X} + \overline{Y} + \overline{Z})$$

Cette méthode, qui est très commode dans le cas de quatre variables, se complique lorsque le nombre de variables est plus grand du fait que les carrés adjacents ne correspondent plus à des états adjacents.

2.2.2. Méthodes algébriques de simplification. — La méthode graphique qui a été décrite est une méthode globale.

Dans les méthodes algébriques, il faut procéder en deux temps :

— recherche des intersections premières ;

— recherche de la réunion minimale contenant le plus petit nombre possible des intersections premières.

Méthode de Quine Mc Cluskey. Cette méthode s'applique aux fonctions logiques se présentant sous leur forme canonique complète (non simplifiée). Nous allons décrire cette méthode à partir d'une fonction déjà simplifiée par la méthode de Karnaugh, soit :

$$f(W, X, Y, Z) = \Sigma(0, 1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 9, 11, 15)$$

Tout d'abord les différents termes sont écrits sous forme binaire et ils sont rangés par groupes comprenant le même nombre de fois le chiffre 1 (fig. VII-13). Ensuite, pour simplifier, il faut grouper les termes figurant dans deux groupes adjacents et ne différant que par la position d'un état « 1 » (fig. VII-14) ; dans le tableau obtenu, la présence d'un trait horizontal indique que la variable correspondante a été supprimée. L'opération est ensuite recommencée en groupant les termes de groupes adjacents contenant un trait horizontal au même endroit, ce qui conduit au tableau VII-15. Il faut poursuivre de cette manière jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de simplification possible (nous sommes à ce stade-là pour l'exemple considéré) : toutes les intersections premières sont alors déterminées. Il faut alors faire un nouveau tableau pour déterminer les termes de la somme fondamentale qu'il faut conserver : c'est la deuxième phase qui est la recherche de la réunion minimale. Les deux entrées du tableau sont les intersections canoniques qui constituent les lignes et les intersections premières qui constituent les colonnes (V. fig. VII-16).

Les croisements des lignes et des colonnes, correspondant à un terme de la fonction, sont cochés. Bien entendu,

Numéros groupés	W	X	Y	Z
0, 1 ; 2, 3	0	0	—	—
0, 1 ; 8, 9	—	0	0	—
0, 2 ; 1, 3	0	0	—	—
0,2 ; 4,6	0	—	—	0
1, 3 ; 9, 11	—	0	—	1
2, 3 ; 6, 7	0	—	1	—
3, 7 ; 11, 15	—	—	1	1

Fig. VII-15

0	X	X	X				
1	X	X		X			
2	X		X		X		
3	X			X	X	X	
4			(X)				
5							
6			X		X		
7					X	X	
8		(X)					
9		X		X			
10							
11				X		X	
12							
13							
14							
15						(X)	

Fig. VII-16

chaque terme canonique doit figurer au moins une fois dans les intersections premières, c'est-à-dire que chaque ligne doit avoir au minimum une croix dans le tableau. Lorsqu'il y figure effectivement une seule fois, l'intersection première correspondante constitue un terme essentiel de la réunion minimale et doit être gardée. Dans le tableau VII-16, c'est le cas pour les lignes 4, 8 et 15. Ensuite, les termes canoniques qui sont compris dans les termes essentiels sont éliminés. Dans l'exemple considéré, nous voyons que toutes les lignes se trouvent éliminées et nous retrouvons le résultat obtenu par la méthode de Karnaugh, à savoir :

$$f(X, Y, Z, W) = \bar{X}\bar{Y} + \bar{W}\bar{Z} + YZ$$

Dans certains cas, l'ultime tableau de simplification ne comporte aucune ligne cochée une seule fois, il faut alors choisir arbitrairement une colonne. Cette méthode présente une lourdeur certaine. En revanche elle offre l'avantage de fournir un algorithme permettant la programmation sur calculatrice numérique. Enfin, elle est utilisable pour simplifier une fonction sous forme d'une intersection de réunions.

Test algébrique des résidus. Cette méthode constitue seulement un « dégrossissage », mais elle présente un intérêt au même titre qu'un ordre de grandeur dans l'évaluation d'une mesure quelconque. La fonction est décomposée par rapport à une variable et son complément :

$$f(X, Y, Z) = X\,R_1 + \bar{X}\,R_2$$

R_1 et R_2 sont les résidus de la fonction par rapport à X et $\bar{X}$.

Si $R_1 = R_2$, X et $\bar{X}$ ne figurent assurément pas dans la forme minimale car :

$$R_1(X + \bar{X}) = R_1 = R_2$$

Si $R_1 = R_2 + R$ (voir interprétation graphique fig. VII-17), $\bar{X}$ ne figure pas dans la forme minimale ; en effet :

$$f(X, Y, Z) = X(R_2 + R) + \bar{X}(R_2) = R_2 + RX$$

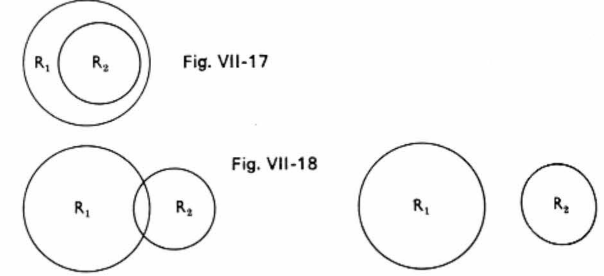


Fig. VII-17

Fig. VII-18

Si $R_2 = R_1 + R$, c'est bien entendu l'inverse : X ne figure pas dans la forme simplifiée.

Si R_1 et R_2 ne sont pas inclus l'un dans l'autre (voir interprétation graphique fig. VII-18). X et $\bar{X}$ sont nécessaires. Cela peut donc servir de vérification partielle comme nous pouvons le voir sur l'exemple suivant :

$$f(A, B, C, D) = \Sigma(5, 7, 11, 15)$$

Elle s'écrit :

$$f(A, B, C, D) = \bar{A}\,B\,\bar{C}\,D + \bar{A}\,B\,C\,D + A\,\bar{B}\,C\,D + A\,B\,C\,D$$

Développons cette fonction successivement par rapport à : $A\,\bar{A}$, $B\,\bar{B}$, $C\,\bar{C}$, $D\,\bar{D}$

$f = A(BCD + \bar{B}CD) + \bar{A}(B\bar{C}D + BCD)$: donc A et $\bar{A}$ doivent figurer.

$f = B(\bar{A}\bar{C}D + \bar{A}CD + ACD) + \bar{B}(ACD) = B(\bar{A}\bar{C}D + \bar{A}CD)$: donc $\bar{B}$ ne figure pas.

$f = C(\bar{A}BD + A\bar{B}D + ABD) + \bar{C}(\bar{A}BD) = C(A\bar{B}D + ABD)$: donc $\bar{C}$ ne figure pas.

$f = D(\bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC + A\bar{B}C + ABC)$: donc $\bar{D}$ ne figure pas.

Ce test peut être réalisé directement à partir de la représentation numérique décimale. Si nous reprenons l'exemple précédent :

$$f(A, B, C, D) = \Sigma(5, 7, 11, 15)$$

nous voyons que nous pouvons directement écrire en développant par rapport à $\bar{B}$ et B :

$$f(A, B, C, D) = B\ \Sigma(5,\ 7,\ 15) = \bar{B}\Sigma(11)$$

Pour ce test il faut ajouter aux termes de $\bar{B}$ la quantité 2^{n-1}, n étant le rang de la variable, ici 3.

Il vient alors :

$$\bar{B}\ \Sigma\ (11 + 4) = \bar{B}\ \Sigma\ (15)$$

Or, 15 est contenu dans le résidu par rapport à B, ce qui montre que $\bar{B}$ ne figure pas dans la forme minimale. Nous pouvons faire la même chose pour C :

$$f(A, B, C, D) = C\ \Sigma(7, 11, 15) + \bar{C}\ \Sigma\ (5)$$

en ajoutant $2^{n-1} = 2^{2-1} = 2$ au terme de $\bar{C}$ il vient :

$$\bar{C}\ \Sigma\ (5 + 2) = \bar{C}\ \Sigma\ (7)$$

qui montre que $\bar{C}$ ne figure pas dans la forme minimale.

2.3. Technologie des circuits logiques. — Deux techniques sont essentiellement employées, à savoir les circuits logiques à relais électromagnétiques et les montages à semiconducteurs.

2.3.1. Circuits logiques à relais. — Cette forme de technologie a été chronologiquement la première à être utilisée mais, actuellement, elle est de plus en plus remplacée par les circuits statiques. Les fonctions de base ET et OU s'obtiennent facilement à l'aide de circuits à contacts, en réalisant respectivement un montage « série » et un

montage « parallèle » (fig. VII-19 et VII-20), à condition d'adopter la valeur « 1 » pour un contact fermé et « 0 » pour un contact ouvert. En effet, le circuit de la figure VII-19 ne donne « 1 » en sortie que si les trois contacts sont fermés, soit : $S = A.B.C$

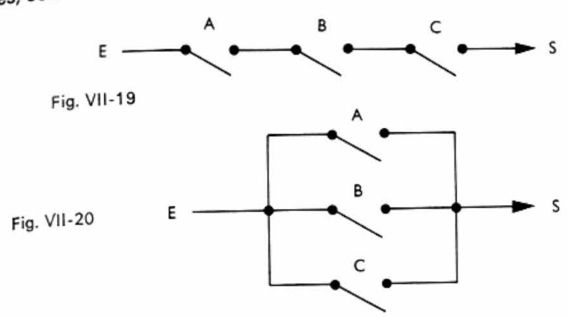


Fig. VII-19

Fig. VII-20

Au contraire, le circuit de la figure VII-20 donne « 1 » si seulement l'un des contacts est fermé :

$$S = A + B + C$$

L'élément de base de tels réseaux à contacts est le relais électromécanique (V. t. 2, Relais) ; il est essentiellement constitué (fig. VII-21) d'une bobine qui agit sur un ensemble de contacts dont certains se ferment (contacts « travail ») et d'autres s'ouvrent (contacts « repos »). En général, un couple de lettres (a, A) désigne l'état de la bobine et du contact associé. La valeur attribuée à « a » est « 1 » lorsque la bobine est excitée, ce qui donne :

$A = a$ pour un contact « travail »
$\bar{A} = a$ pour un contact « repos »

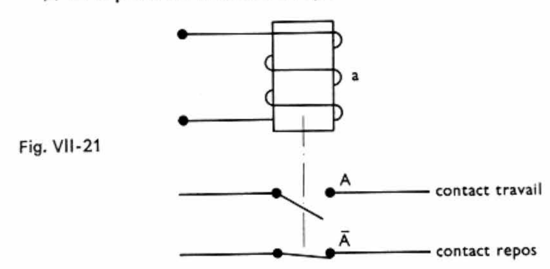


Fig. VII-21

La position des contacts, représentée sur un schéma, est toujours la position « repos », c'est-à-dire bobine non excitée. Dans certains schémas de circuits logiques, le contact est représenté de façon analogue à un condensateur et la bobine est figurée par un petit rectangle, chaque élément étant repéré par la lettre correspondante (fig. VII-22). Le principal avantage des relais électromécaniques est la possibilité de commander un grand nombre de contacts avec une seule bobine.

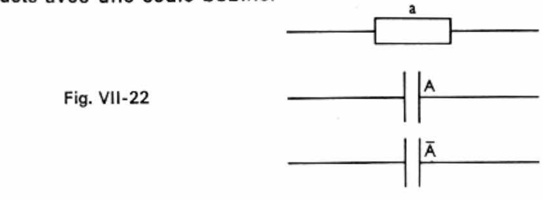


Fig. VII-22

2.3.2. Circuits logiques à semiconducteurs (V. t. 1, Électronique, chap. 17). — Compte tenu des polarités différentes des circuits d'alimentation à transistors suivant qu'il s'agit d'éléments NPN ou PNP, il a été nécessaire d'utiliser deux sortes de correspondances entre niveaux logiques et niveaux de tension afin d'identifier la valeur logique « 0 » et le potentiel 0 volt. Pour les éléments NPN, c'est la logique positive qui est utilisée : la valeur binaire « 1 » est attribuée à une valeur positive de la tension (niveau haut). Pour les éléments PNP, la logique négative est utilisée et c'est la correspondance inverse qui est établie (la valeur « 1 » correspond à une tension négative dite niveau bas).

— *Circuits à diodes.* Une diode idéale est analogue à un contact dont l'état ouvert ou fermé dépend de la polarité anode-cathode (fig. VII-23). Les diodes réalisées ont une résistance directe voisine de quelques ohms et une résistance inverse de plusieurs mégohms.

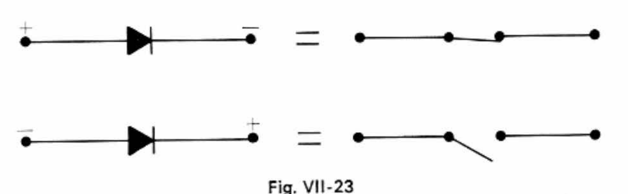


Fig. VII-23

Les deux circuits logiques fondamentaux à diodes (fig. VII-24) matérialisent :

— le premier, l'opération ET en logique positive et l'opération OU en logique négative. En effet, en logique positive $H = 1$ (le potentiel de H est égal à 12 V, par exemple) et pour avoir $S = 1$, il faut que les trois diodes soient bloquées, c'est-à-dire que $A = B = C = 1$.

D'où : $S = A.B.C$

Au contraire, en logique négative $H = 0$ et pour avoir $S = 1$, il suffit que l'une des diodes soit conductrice, c'est-à-dire que l'une des entrées soit égale à 1.

D'où : $S = A + B + C$

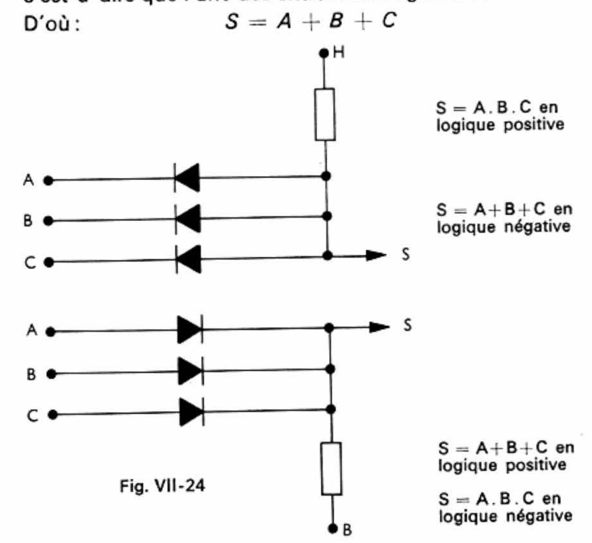


Fig. VII-24

— le second réalise la correspondance inverse du circuit précédent : OU en logique positive, ET en logique négative.

Les circuits à diodes se prêtent parfaitement à la réalisation des fonctions logiques simplifiées (réunions d'intersections ou inversement). Pour la réalisation de plusieurs fonctions simultanées, il faut adopter une représentation matricielle (fig. VII-25). Cependant, il n'est guère possible

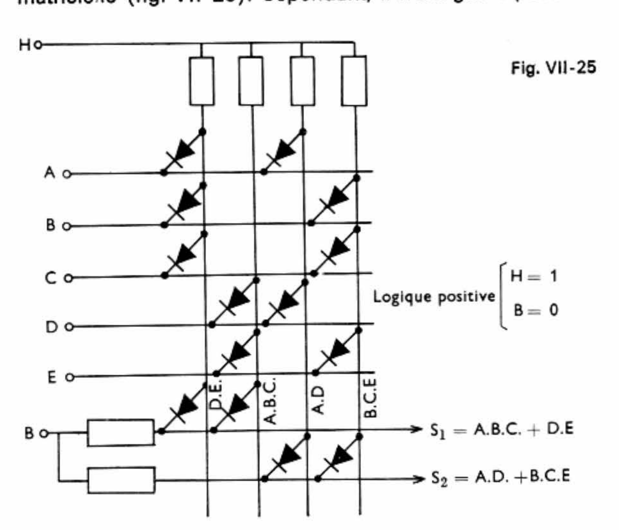


Fig. VII-25

d'utiliser de tels circuits en cascade pour des raisons d'impédances : il est nécessaire de réaliser une amplification intermédiaire.

— *Circuits à transistors.* Il existe plusieurs façons d'utiliser les transistors dans les circuits logiques. Une première façon consiste à les combiner directement à un circuit à diodes, auquel cas nous obtenons les fonctions $\overline{ET}$ ou bien $\overline{OU}$: le transistor réalisant dans ce cas les opérations d'amplification et de complémentation (fig. VII-26). Une autre technique consiste à utiliser un couplage par résistances entre la base et les entrées ; il suffit alors de porter le potentiel d'une entrée au potentiel correspondant à la valeur binaire « 1 » pour rendre le transistor conducteur.

Fig. VII-26

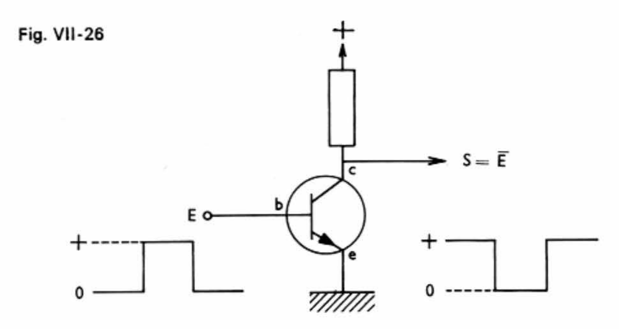
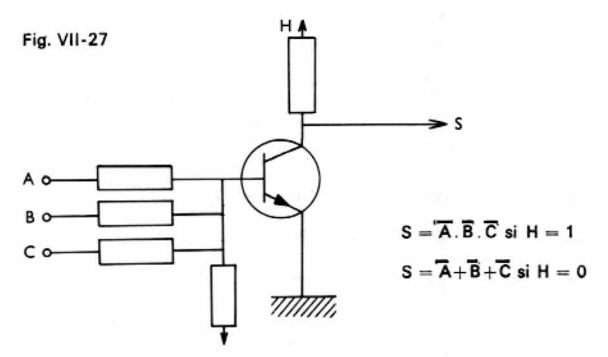


Fig. VII-27



La figure VII-27 représente un tel montage qui réalise l'opération $\overline{OU}$ ou NI en logique positive :

$$(S = \overline{A + B + C} = \overline{A}.\overline{B}.\overline{C})$$

et l'opération $\overline{ET}$, appelée quelquefois ON ou NAND, en logique négative ($S = \overline{A,B,C} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$).

Des circuits à couplage direct sont aussi mis en œuvre (fig. VII-28).

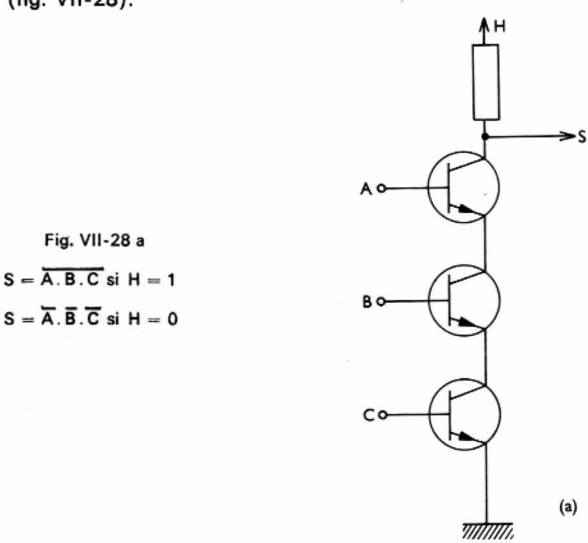


Fig. VII-28 a

$S = \overline{A.B.C}$ si H = 1

$S = \overline{A}.\overline{B}.\overline{C}$ si H = 0

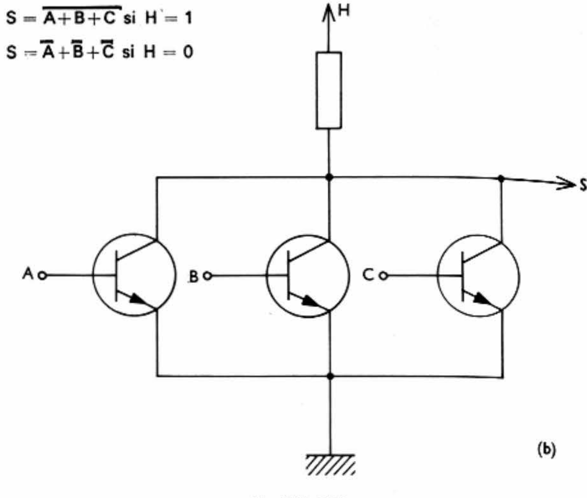


Fig. VII-28 b

Les deux types de technologie qui viennent d'être décrits ont chacun leurs avantages et leurs inconvénients. Mais, compte tenu des progrès incessants réalisés dans la fabrication des composants électroniques, la fiabilité des circuits logiques statiques est incontestablement supérieure à celle des circuits logiques électromécaniques. Toutefois, dans les ensembles industriels actuels, souvent une association des deux technologies est réalisée dans les circuits dits de relayage :

— L'ensemble de logique statique est utilisé pour recevoir et pour assimiler les informations en provenance de toute l'installation et les commandes fonctionnelles ainsi que pour élaborer les ordres destinés aux différentes organes commandés.

— L'ensemble de logique électromécanique, intermédiaire entre l'ensemble précédent et les organes commandés (actionneurs), permet d'assurer notamment l'amplification de puissance nécessaire à la commande de ces différents organes (vannes, contacteurs, etc.).

2.4. Analyse et synthèse des circuits logiques. — Pour les circuits logiques proprement dits, les problèmes d'analyse et de synthèse ne posent pas de difficultés particulières ; leur résolution passe systématiquement par les étapes suivantes :

— Choix de la technologie employée.

— Simplification des circuits (par l'une des méthodes décrites ci-dessus) en fonction de ce choix.

3. SYSTÈMES SÉQUENTIELS

Par rapport aux circuits logiques, nous introduisons ici la variable temps. Par exemple, pour un circuit à relais, il n'existe plus de découplage entre les circuits d'excitation et les circuits de contacts. En effet, nous verrons que les circuits d'excitation des variables secondaires seront au contraire commandés par les contacts primaires et secondaires. Ces détails vont être précisés dans la suite du paragraphe.

3.1. Analyse des circuits séquentiels

3.1.1. Étude d'un circuit séquentiel. — Avant de traiter de façon plus générale le problème, nous considérons un circuit particulier tel que celui représenté figure VII-29 et nous en ferons l'analyse. Dans ce circuit, les contacts *A* et *B* des relais *a* et *b* sont la reproduction des contacts *A'* et *B'* de l'arbre tournant Ω dont la section comporte une moitié isolante et une moitié conductrice. Les états des contacts *A* et *B* constituent les variables primaires du système, tandis que les états que peuvent prendre les deux lampes *P* et *N* sont les variables de sortie. Les relais *x* et *y* sont des relais auxiliaires ; les états des bobines *x* et *y* constituent les excitations secondaires et les états des contacts sont les variables secondaires. Le circuit peut être

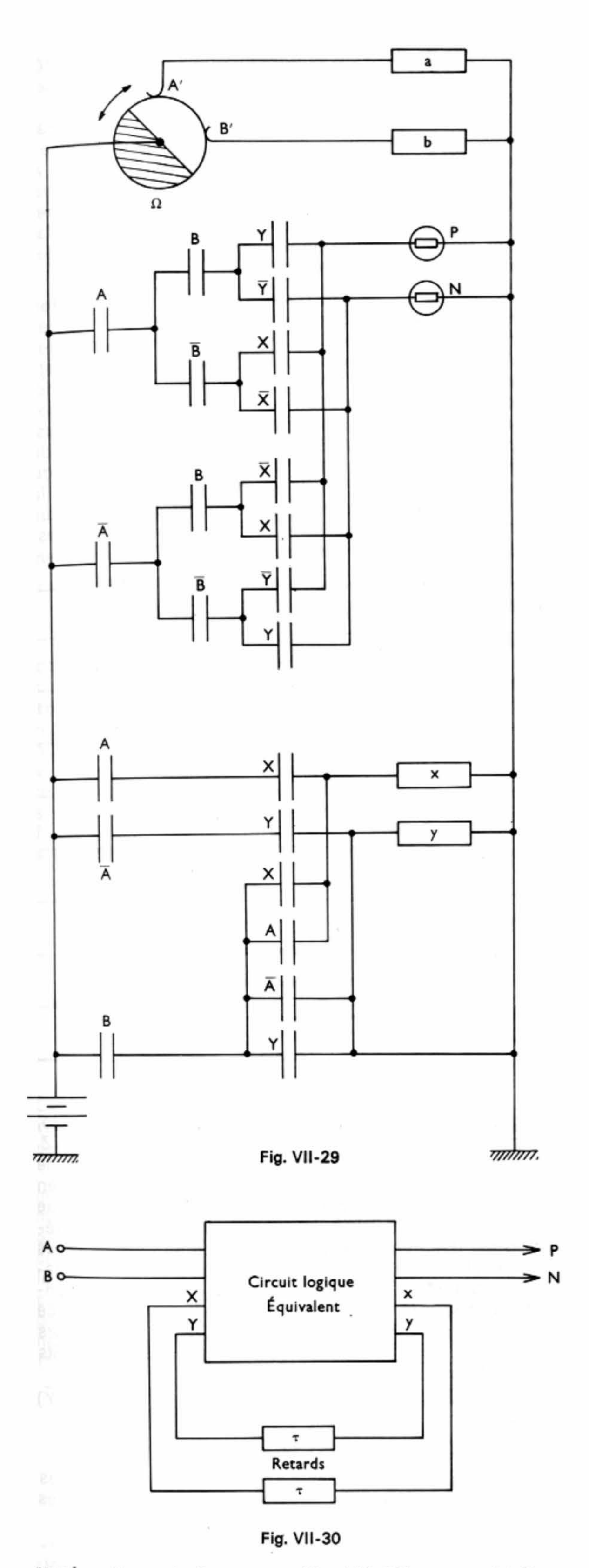


Fig. VII-29

Fig. VII-30

XY \ AB	00	01	11	10
00	(00)	01	10	(00)
01	(01)	(01)	11	00
11	01	(11)	(11)	10
10	00	11	(10)	(10)

Matrice d'excitation (x, y)

Fig. VII-31

XY \ AB	00	01	11	10
00	10	10	01	01
01	01	10	10	01
11	01	01	10	10
10	10	01	01	10

Matrice de sortie (P, N)

représenté symboliquement (fig. VII-30) en matérialisant les relations existant entre les différentes sortes de variables qui viennent d'être définies compte tenu des retards dus aux relais secondaires. Les excitations secondaires (x, y) et les variables de sortie (P, N) peuvent être exprimées en fonction des variables primaires (A, B) et secondaires (X, Y). Nous écrivons symboliquement que la bobine x est excitée si les contacts A et X sont fermés *ou* si B *et* A *ou* X sont fermés (fig. VII-31) : $x = AX + B(A + X)$

En raisonnant de même, nous obtenons les relations suivantes :

$$y = \bar{A}Y + B(\bar{A} + Y)$$

$$P = \bar{A}\,\bar{B}\,\bar{Y} + \bar{A}\,B\,\bar{X} + A\,\bar{B}\,X + A\,B\,Y$$

$$N = \bar{A}\,\bar{B}\,Y + \bar{A}\,B\,X + A\,B\,\bar{Y} + A\,\bar{B}\,\bar{X}$$

Ces égalités définissent la *matrice d'excitation* (x, y) et la *matrice de sortie* (P, N) (fig. VII-31) ; la première donne l'état des couples x, y pour toutes les combinaisons des quatre variables A, B, X, Y. Deux sortes d'états peuvent être distingués :

— les états cerclés qui correspondent à des états stables, c'est-à-dire pour lesquels x et X, d'une part, et y et Y, d'autre part, ont la même valeur. Ces états ne peuvent changer que si les variables primaires (A, B) sont modifiées ;

— les états non cerclés qui correspondent à des états instables, c'est-à-dire pour lesquels ou x est différent de X, ou y est différent de Y.

Par exemple, l'état 01 de la première ligne est instable car $y = 1$ et $Y = 0$: il va évoluer vers l'état 01 de la deuxième ligne qui, lui, est stable ($Y = 1$). La matrice d'excitation peut être transformée en numérotant les états totaux stables, par exemple, par valeurs décimales croissantes et en affectant aux états instables les numéros des états stables auxquels ils conduisent : cela fournit la matrice des phases (fig. VII-32). De cette façon, il est beaucoup plus commode de suivre l'évolution du circuit pour chaque changement

AB	00	01	11	10
	①	3	6	⑧
	②	③	5	8
	2	④	⑤	7
	1	4	⑥	⑦

Fig. VII-32

Matrice des phases

des variables primaires. Si, par exemple, l'état initial est l'état stable ① et si nous fermons le contact *B* (la valeur de *AB* qui était 00 devient 01), nous passons d'abord à l'état instable 3 puis à l'état stable ③. Si ensuite c'est le contact *A* qui est fermé (*AB* devient égal à 11), nous passons à l'état 5 puis à l'état stable ⑤. Au contraire, si étant en 3 nous ouvrions *B* ($AB = 00$) le système reprendrait directement l'état ②. Ainsi, nous pouvons décrire tout le tableau des phases en faisant évoluer successivement les variables primaires. Nous verrons plus loin que cela peut être matérialisé par un diagramme dit *des transitions*. Nous pouvons vérifier facilement que si l'arbre Ω tourne dans le sens trigonométrique, les variables *A*, *B* prennent les valeurs successives 00, 01, 11, 10, 00, etc. et le circuit prend les états stables successifs ①, ③, ⑤, ⑦, ①, etc. ; dans ce cas, la matrice de sortie montre que le couple *P*, *N* conserve toujours la valeur 1, 0, ce qui correspond à la lampe *P* allumée et la lampe *N* éteinte. Si l'arbre tourne dans l'autre sens, nous vérifions de même que les variables *A*, *B* suivent le cycle 00, 10, 11, 01, 00, etc. et le circuit, le cycle ②, ④, ⑥, ⑧, ②, etc. ; le couple *P*, *N* prend alors la valeur 0, 1. Le circuit décrit constitue donc un indicateur de sens de rotation.

D'une façon générale, un circuit séquentiel peut être développé sous la forme d'un schéma (fig. VII-33) comprenant :

— les variables primaires : $X_0, X_1, X_2, \ldots, X_n$
— les variables de sortie : $Z_0, Z_1, Z_2, \ldots, Z_p$
— les variables secondaires : $Y_0, Y_1, Y_2, \ldots, Y_m$
— les excitations secondaires : $y_0, y_1, y_2, \ldots, y_m$

— un circuit logique comportant :

● un opérateur *H* établissant la relation entre les variables de sortie et les variables primaires et secondaires ; cela se traduit par la *matrice de sortie ;*

● un opérateur *G* établissant la relation entre les excitations secondaires et les variables primaires et secondaires ; cela se traduit par la *matrice d'excitation.*

— un ensemble de retards qui établit le passage des états instables aux états stables lorsque Y_i est différent de y_i.

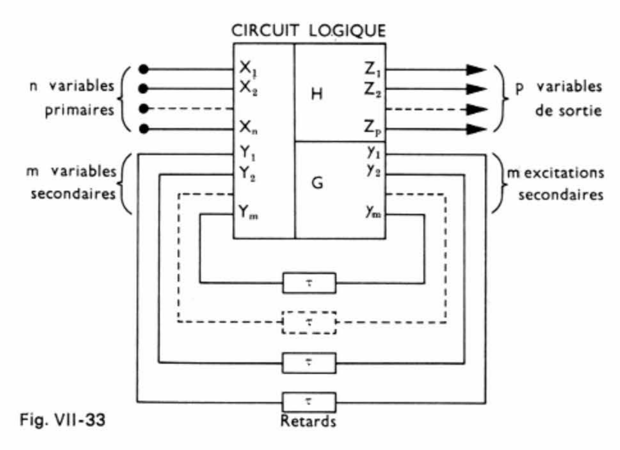


Fig. VII-33

Un tel système est entièrement défini par la connaissance de la matrice d'excitation et de la matrice de sortie.

3.1.2. Classification des circuits séquentiels. — Suivant la chaîne de réaction utilisée, différents types de circuits séquentiels peuvent être distingués :

— les *circuits à réactions directes* (dont fait partie le circuit étudié précédemment) dans lesquels le circuit logique et les chaînes de réaction jouent implicitement le rôle de mémoire : ces systèmes, qui peuvent changer de valeurs à des instants quelconques, sont dits *asynchrones;*

— les *circuits à réactions par éléments de retard* qui jouent le rôle de mémoires temporaires, pour lesquels les changements d'état successifs se font à un rythme imposé : ces systèmes sont dits *synchrones ;*

— les *circuits à réactions par éléments de mémoire binaires* ou *bascules* qui jouent le rôle de mémoires permanentes, qui peuvent être *synchrones* ou *asynchrones.*

Il n'y a pas de différences fondamentales entre ces différents types de circuits et nous nous limiterons au cas des circuits à réactions directes.

Dans l'exemple précédent de l'indicateur de sens de rotation, il est facile de réaliser un circuit équivalent au moyen d'éléments électroniques. Les fonctions logiques *x*, *y*, *P*, *N* peuvent être obtenues au moyen d'une matrice à diodes.

En revanche, les chaînes de réaction doivent obligatoirement comporter des éléments actifs, d'une part pour élaborer les signaux complémentaires, d'autre part, pour des raisons d'adaptation d'impédances.

3.1.3. États de sortie d'un système. Matrice des phases primitive. — Dans l'exemple étudié, les variables de sortie *P* et *N* dépendent à la fois des variables primaires et des variables secondaires ; on dit alors qu'il s'agit *d'états de sortie totaux*. Au contraire, lorsqu'un circuit séquentiel possède des états fonction uniquement des variables secondaires, ils sont appelés *états de sortie internes*. Il est toujours possible de transformer un système séquentiel du premier type (états de sortie totaux) en un système du second type (états de sortie internes), en dédoublant la matrice des phases de telle façon qu'elle ne contienne plus qu'un seul état stable par ligne. Cette nouvelle matrice est appelée *matrice des phases primitive* (fig. VII-34). Nous

AB	00	01	11	10	*PN*
	①	3	—	8	10
	②	3	—	8	01
	2	③	5	—	10
	2	④	5	—	01
	—	4	⑤	7	10
	—	4	⑥	7	01
	1	—	6	⑦	10
	1	—	6	⑧	01

Fig. VII-34 — Matrice des phases primitive

distinguons alors huit états internes pour cette matrice, définis au moyen de trois variables secondaires *X*, *Y* et *Z*. Pour réaliser ce codage, nous pouvons prendre comme critère que les évolutions du système se produisent en changeant l'état d'une seule variable secondaire à chaque fois (nous verrons par la suite que l'intérêt d'une telle précaution est d'éliminer les aléas de la commutation). Nous obtenons ainsi la matrice des phases et la matrice d'excitation (fig. VII-35). Les expressions des excitations secondaires s'obtiennent directement par la lecture de la matrice d'excitation, en combinant les diverses variables et leurs compléments pour obtenir les résultats numériques inscrits dans les diverses cases :

$$x = \bar{A}\bar{B}Z + \bar{A}BY + AB\bar{Z} + A\bar{B}\bar{Y} + X(\bar{B}Z + B\bar{Z} + \bar{A}Y + A\bar{Y})$$
$$y = AB + Y(A + B)$$
$$z = \bar{A}B + Z(\bar{A} + B)$$

Les expressions comparées à celles obtenues dans le cas de deux variables secondaires seulement appellent les commentaires suivants :

— la première partie de l'expression donnant *x* est identique à celle qui était obtenue pour la variable de sortie *N;*

— les variables *y* et *z* sont données par les mêmes expressions que *x* et *y* précédemment.

Conformément au but recherché, les expressions des variables de sortie ne dépendent plus des variables primaires puisque nous pouvons écrire :

$$P = \bar{X} \text{ et } N = X$$

AB / XYZ	00	01	11	10	00	01	11	10
000	(1)	3	—	8	000	001	—	100
001	2	(3)	5	—	101	001	011	—
011	—	4	(5)	7	—	111	011	010
010	1	—	6	(7)	000	—	110	010
110	—	4	(6)	7	—	111	110	010
111	2	(4)	5	—	101	111	011	—
101	(2)	3	—	8	101	001	—	100
100	1	—	6	(8)	000	—	110	100

Fig. VII-35

Matrice des phases (à gauche) et matrice d'excitation (x, y, z)

3.1.4. Représentations graphiques

1° *Diagramme de transition.* — Le fonctionnement des circuits séquentiels peut être représenté sous la forme de schémas géométriques, appelés **diagrammes de transition.** Chacun des nœuds d'un tel diagramme représente un état interne stable, chacune des branches orientées représente une transition avec l'évolution des variables primaires. Les variables de sortie sont inscrites en regard des nœuds ou le long des branches suivant qu'il s'agit d'un système à états de sortie internes ou totaux. La figure VII-36 représente le diagramme de l'indicateur de sens de rotation pour le cas de trois variables secondaires.

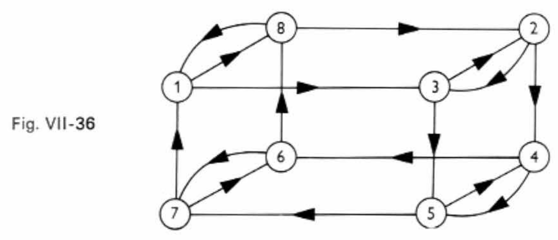


Fig. VII-36

Ce mode de représentation présente de l'intérêt pour la synthèse des circuits, notamment pour le dénombrement des états stables.

2° *Diagramme de fusionnements.* — En comparant la matrice VII-32 à la matrice VII-34, nous voyons que la première peut être obtenue à partir de la seconde en confondant un certain nombre de lignes. Un tel regroupement constitue une simplification et est utilisé systématiquement lors de la synthèse des circuits. Les lignes qui peuvent être confondues doivent comporter les mêmes états et, en général, la même valeur de sortie. Pour opérer ce fusionnement, on trace habituellement un diagramme polygonal (fig. VII-37) qui contient autant de sommets que d'états

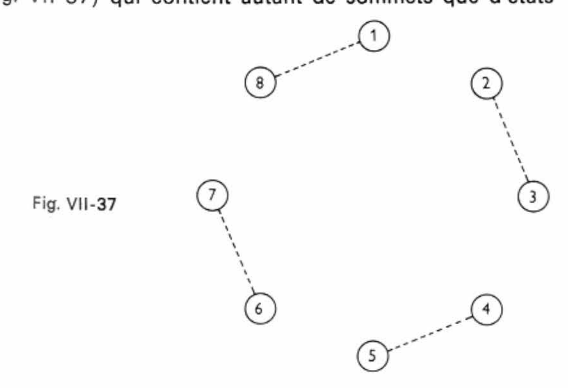


Fig. VII-37

stables; ses côtés sont constitués par les lignes fusionnables, en traits pleins lorsque les sorties sont égales, en pointillés lorsqu'elles sont différentes. Le fusionnement nécessaire pour passer de la matrice VII-34 à la matrice VII-32 utilise des lignes à sorties différentes. Un tel regroupement ne permet plus d'exprimer les sorties en fonction des seules variables secondaires.

3.2. Synthèse des circuits séquentiels.

— D'une façon générale, la synthèse d'un circuit séquentiel comporte les étapes suivantes :

— Dénombrement des états stables.
— Détermination de la matrice des phases primitive.
— Recherche des états équivalents et fusionnement des lignes conduisant à la matrice des phases réduite.
— Détermination des variables secondaires.
— Détermination de la matrice d'excitation.
— Détermination de la matrice de sortie.
— Choix de la technologie de réalisation.

Nous matérialiserons ces étapes successives en traitant un exemple de synthèse, celle d'un circuit à deux variables primaires X_1 et X_2 et une sortie S, tel que la sortie prenne la valeur 1 pour la seule succession 00, 10, 11 de X_1 X_2 et la valeur 0 dans tous les autres cas. Les variables primaires sont supposées ne pas changer d'état simultanément. Le dénombrement des états stables est facilité par l'établissement d'un diagramme de transition (fig. VII-38). Nous

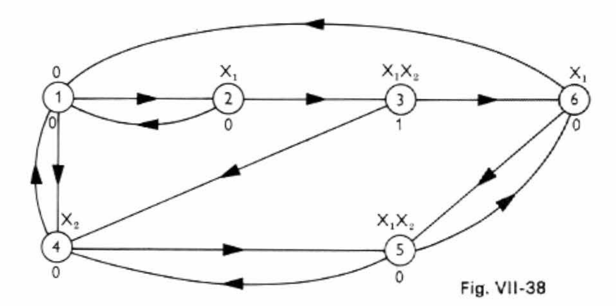


Fig. VII-38

partons de l'état correspondant aux valeurs 00 de X_1 X_2 et nous figurons les évolutions possibles. Au niveau de chaque nœud, l'état des variables primaires est noté en inscrivant uniquement celle ayant la valeur 1 et l'état de la sortie. Du fait que X_1 et X_2 ne changent pas simultanément, il y a deux départs pour chaque nœud et nous obtenons six états stables. Nous élaborons ensuite la matrice primitive à partir de ce diagramme de transition, matrice qui comprend six lignes correspondant aux six états stables (V. fig. VII-39). Cette matrice pourrait être traitée au moyen de trois variables secondaires mais nous allons chercher à réaliser

X_1X_2	00	01	11	10	S
	①	4	—	2	0
	1	—	3	②	0
	—	4	③	6	1
	1	④	5	—	0
	—	4	⑤	6	0
	1	—	5	⑥	0

Fig. VII-39 - Matrice primitive des phases

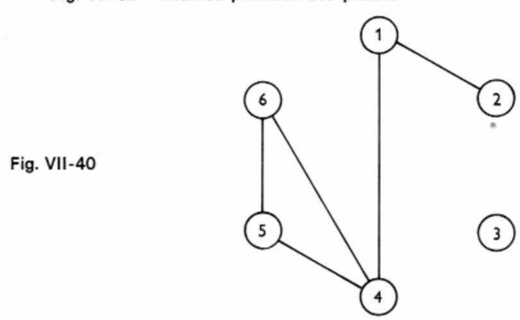


Fig. VII-40

des regroupements de lignes et, pour cela, nous traçons le diagramme des fusionnements (fig. VII-40). Il apparaît que nous pouvons confondre les lignes 1 et 2, d'une part, et les lignes 4, 5 et 6, d'autre part.

Deux règles sont généralement admises pour faire ces choix :

— Ne fusionner que les lignes auxquelles correspondent les mêmes valeurs de sortie, les variables de sortie ne dépendant plus des variables primaires mais des seules variables secondaires ;

— Réduire le nombre de lignes seulement à la plus petite puissance de 2 possible : le nombre de variables secondaires ne changeant pas pour les valeurs intermédiaires. La matrice réduite ainsi obtenue contient alors plus de positions arbitraires, ce qui est favorable pour l'organisation des variables secondaires.

Dans l'exemple traité, nous nous contenterons d'opérer le fusionnement des lignes 4, 5 et 6 qui conduit à une matrice réduite de quatre lignes (fig. VII-41) donc à deux variables secondaires. Il apparaît que trois états sont indifférents dans cette matrice et nous allons choisir des états instables arbitraires susceptibles de simplifier le circuit : nous prenons les états 1 pour la première colonne, 4 pour la deuxième colonne et 5 pour la troisième. La matrice est

X_1X_2	00	01	11	10
	①	4	—	2
	1	—	3	②
	—	4	③	6
	1	④	⑤	⑥

Fig. VII-41

X_1X_2	00	01	11	10
	①	4	5	2
	1	4	3	②
	1	4	③	6
	1	④	⑤	⑥

Fig. VII-42

ainsi complétée (fig. VII-42). Désignons alors par Y_1 et Y_2 les deux variables secondaires et par y_1 et y_2 les excitations secondaires ; nous organisons les variables secondaires de telle façon que, pour les évolutions du circuit, une seule des deux variables secondaires change d'état à la fois (dans le but d'éviter les aléas de commutation). La matrice codée ainsi obtenue est représentée par le tableau suivant (fig. VII-43) :

Y_1Y_2 \ X_1X_2	00	01	11	10
00	①	4	5	2
01	1	4	3	②
11	1	4	③	6
10	1	④	⑤	⑥

Fig. VII-43

Nous déduisons facilement la matrice d'excitation de cette dernière : pour chaque état stable, il suffit de donner aux excitations les valeurs correspondantes des variables secondaires et pour chaque état instable, les valeurs des excitations des états stables correspondants. Nous obtenons ainsi la matrice d'excitation (fig. VII-44).

Y_1Y_2 \ X_1X_2	00	01	11	10
00	(00)	10	10	01
01	00	10	11	(01)
11	00	10	(11)	10
10	00	(10)	(10)	(10)

Fig. VII-44

La matrice de sortie s'obtient différemment suivant que nous imposons ou non des conditions de temps de réponse aux circuits de sortie.

— Dans le cas où aucune condition n'est imposée, la sortie a une valeur fixée uniquement pour les états stables et pour les états instables compris entre deux états stables pour lesquels elle a une même valeur. Pour les états instables, compris entre deux états stables correspondant à des valeurs différentes de la sortie, celle-ci est indifférente : c'est le cas ici pour les états 3, 4 et 6. Pour des raisons

$Y_1 Y_2$ \ $X_1 X_2$	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	0	0
11	0	0	1	0
10	0	0	0	0

Fig. VII-45

de simplification, nous attribuerons la valeur 0 à ces trois états (fig. VII-45).

— Dans le cas où nous désirons donner à la sortie le fonctionnement le plus rapide possible, nous donnons pour chaque état instable la valeur de la sortie que celle-ci doit prendre après la transition correspondante. Dans notre cas, nous attribuerons la valeur 1 à la sortie pour l'état instable 3 et 0 pour les états instables 4 et 6 (fig. VII-46).

$Y_1 Y_2$ \ $X_1 X_2$	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	1	0
11	0	0	1	0
10	0	0	0	0

Fig. VII-46

Nous sommes alors en mesure de donner les expressions de S, de y_1 et y_2.

$$S_1 = X_1 X_2 Y_1 Y_2$$
$$S_2 = X_1 X_2 Y_2$$
$$y_1 = X_2 + X_1 Y_1$$
$$y_2 = X_1 . (X_2 + \overline{Y}_1) . (\overline{X}_2 + Y_2)$$

En fonction de la technologie choisie, le schéma correspondant peut être élaboré (fig. VII-47, dans le cas d'un dispositif à relais).

L'exemple qui vient d'être traité est particulièrement simple et n'a pas permis de faire appel à une phase importante de la synthèse de systèmes complexes qui est la recherche des états équivalents.

$X_1 X_2$	00	01	11	10	$S_1 S_2$
	①	7	9	4	11
	②	5	3	4	01
	1	7	③	11	10
	2	—	3	④	00
	6	⑤	9	—	11
	⑥	5	3	11	01
	1	⑦	14	—	10
	⑧	12	3	4	01
	1	7	⑨	13	01
	1	7	⑩	4	10
	8	—	10	⑪	00
	6	⑫	9	—	11
	8	5	9	⑬	11
	2	12	⑭	11	00

Fig. VII-48

Recherche des états équivalents. — Supposons que la première étape de la synthèse d'un circuit ait conduit à la matrice des phases primitives de la figure VII-48, compte tenu qu'une évolution simultanée des variables d'entrée (X_1, X_2) est admise. La recherche des équivalences se fait en deux temps :

— recherche des équivalences entre les états totaux stables, en procédant colonne par colonne ;

— recherche des fusionnements possibles de lignes.

La première colonne de la figure VII-48 comporte quatre états stables ; les états ② et ⑥ correspondent aux mêmes valeurs de S_1 et S_2 (0, 1) et sur leur ligne respective se trouvent des états instables identiques sauf un (état 4 pour ② et état 11 pour ⑥). Les états ② et ⑥ seront équivalents dans la mesure où ④ et ⑪ le sont. Nous continuons ainsi l'investigation : ④ et ⑪ possèdent les mêmes valeurs de sortie et sont équivalents si ③, ⑩ et ②, ⑧ le sont. Il apparaît que ③, ⑩ le sont ; ②, ⑧ le sont si ⑤, ⑫ le sont ; ce qui est effectivement le cas. La série

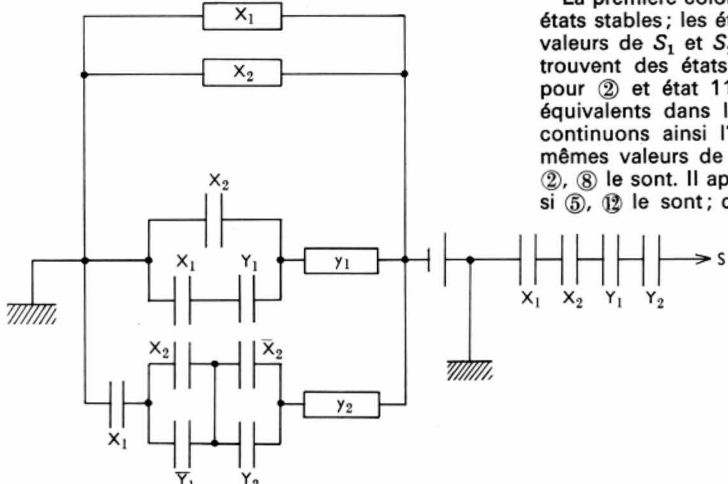


Fig. VII-47

X_1X_2	00	01	11	10	S_1 S_2
	①	7	9	4	11
	②	5	3	4	01
	1	7	③	4	10
	2	—	3	④	00
	2	⑤	9	—	11
	1	⑦	14	—	10
	1	7	⑨	13	01
	2	5	9	⑬	11
	2	6	⑭	4	00

Fig. VII-49

d'équivalence (2, 6) (4, 11) (3, 10) (2, 8) (5, 12) conduit à une nouvelle matrice (fig. VII-49) dans laquelle les états équivalents de plus petit indice (2, 3, 4, 5) sont conservés. Nous allons maintenant si possible, réaliser des fusionnements de lignes sur cette matrice. Les lignes ⑤ et ⑧ qui possèdent les mêmes valeurs de sortie (1, 1) et des états compatibles peuvent être confondues; cela conduit à une matrice à huit lignes dont la matérialisation requiert trois variables secondaires (fig. VII-50).

X_1X_2	00	01	11	10	S_1 S_2
	①	7	9	4	11
	②	5	3	4	01
	1	7	③	4	10
	2	—	3	④	00
	2	⑤	9	⑬	11
	1	⑦	14	—	10
	1	7	⑨	13	01
	2	5	⑭	4	00

Fig. VII-50

États quasi équivalents. — Dans le cas où la matrice primitive comporte des états indifférents, ces états peuvent être fixés arbitrairement de façon à obtenir une simplification par équivalence. C'est le cas de l'élément de matrice de la figure VII-51 : les états 5 et 3 sont imposés respectivement aux places des états indifférents de la première et de la seconde ligne.

X_1X_2	00	01	11	10	S
	①	3	4	—	1
	②	—	4	5	1

Fig. VII-51

3.3. Aléas dans les circuits séquentiels. — Jusqu'ici nous avons toujours supposé implicitement que les circuits envisagés étaient idéaux, en particulier que les variables secondaires possédaient chacune des états répétitifs en tous les points des circuits.

Ces hypothèses ne correspondent pas toujours à la réalité et, dans la pratique, il peut se produire certaines perturbations altérant le fonctionnement du système: ce sont les aléas. En général, deux sortes d'aléas sont distingués:

— *Les aléas statiques.* — Par exemple, dans le cas d'un relais à deux contacts (repos-travail), l'évolution des contacts en fonction de l'excitation n'est pas parfaitement simultanée (fig. VII-52) mais l'un des contacts a un certain retard par rapport à l'autre (fig. VII-53) et des états

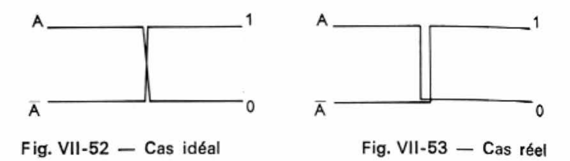


Fig. VII-52 — Cas idéal Fig. VII-53 — Cas réel

transitoires peuvent être considérés. Dans le circuit représenté sur la figure VII-54, nous supposons $B = C = 1$, la sortie S prend transitoirement la valeur 0 lorsque l'excitation passe de 1 à 0, cela peut être mis en évidence par la matrice de fonctionnement du circuit (fig. VII-55). Pour

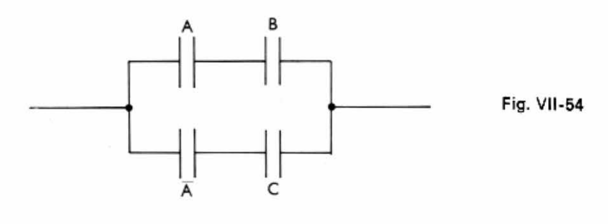


Fig. VII-54

Fig. VII-55

C \ AB	00	01	11	10
0	0	0	1	0
1	1	1	1	0

qu'en permanence S soit égal à 1 lors du changement de la valeur de A, il faut ajouter le terme encadré en pointillés, soit BC. La fonction S devient alors:

$$S = AB + \bar{A}C + BC$$

et le schéma correspondant est représenté sur la figure VII-56.

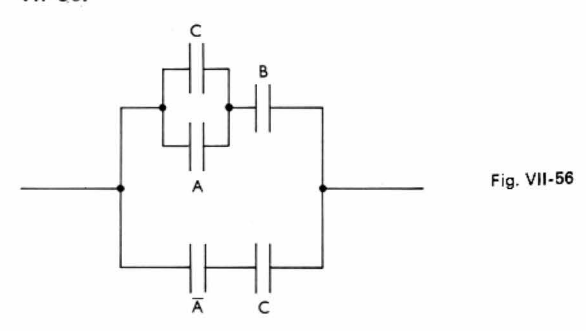


Fig. VII-56

Un autre aléa, complémentaire de celui qui vient d'être décrit, est le passage transitoire de la sortie par la valeur 1. C'est ce qui se produit dans le montage représenté par la figure VII-57 avec la loi des contacts exposée sur la figure VII-58. Pour supprimer cet aléa, une solution analogue doit être envisagée; elle est matérialisée sur la figure VII-59. La fonction S devient:

$$S = (A + C)(\bar{A} + B)(B + C)$$

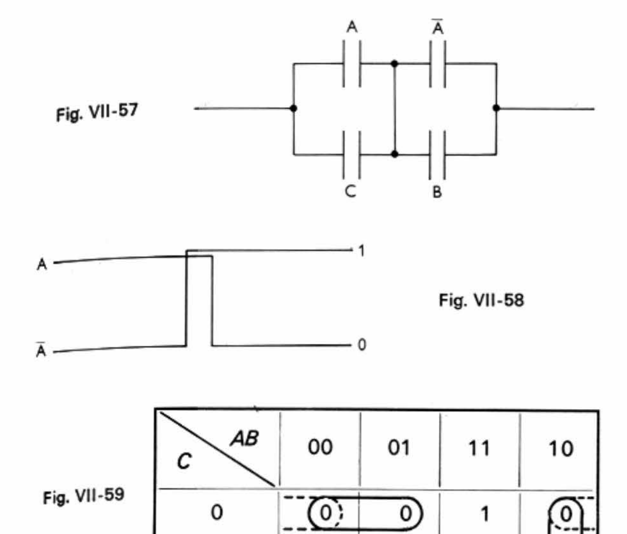


Fig. VII-57

Fig. VII-58

Fig. VII-59

C \ AB	00	01	11	10
0	0	0	1	0
1	1	1	1	0

Ces aléas statiques sont les plus dangereux et les plus courants en pratique. Dans le cas de lois de contacts reproductibles, nous savons qu'il était possible de remédier aux inconvénients qu'ils entraînent.

— *Les aléas dynamiques.* — Il s'agit essentiellement d'aléas qui se produisent dans les circuits à contacts et qui sont dus aux rebondissements des contacts lors d'un changement d'état. Ce type d'aléas est moins courant et n'intervient pas dans les circuits électroniques.

En fait, ces risques de mauvais fonctionnement statique ou dynamique sont souvent atténués par l'effet de filtrage qui se produit dans les circuits d'excitation des relais. Dans les circuits électroniques, les aléas sont souvent dus aux différences de temps de propagation des signaux. D'une façon générale, ces aléas peuvent souvent être éliminés en augmentant artificiellement le retard des chaînes de réaction. Mais cette solution n'est pas toujours efficace et elle peut, en outre, engendrer d'autres aléas.

La meilleure solution consiste, bien entendu, à mettre en œuvre des circuits dépourvus d'aléas, c'est-à-dire dont le fonctionnement ne dépende pas de la succession des contacts mis en jeu dans toutes les transitions dont ils sont le siège. Une telle solution a été décrite dans le cas d'aléas statiques de circuits à contacts. D'une façon générale, les systèmes séquentiels doivent être conçus de telle façon que chacune de leurs transitions ne mette en jeu le changement d'état que d'un seul élément secondaire. Dans ce cas, le circuit ne présentera pas d'aléas s'il satisfait aux conditions suivantes :

— ne pas changer d'état si la fonction qu'il concrétise conserve la même valeur avant et après une transition ;
— ne changer qu'une fois d'état si cette fonction prend une valeur complémentaire au cours de la transition.

Pour réaliser ces conditions, il est nécessaire de rechercher des « groupes de fermeture » ou des « groupes d'ouverture » qui constituent la forme générale des éléments élaborés dans les deux exemples d'aléas statiques des circuits à contacts.

CHAPITRE VIII

APPLICATIONS INDUSTRIELLES DES SYSTÈMES LOGIQUES ET SÉQUENTIELS

1. CONDUITE DES PROCESSUS INDUSTRIELS

1.1. Automatismes câblés, automatismes programmés. — Comme pour les automatismes de réglage, deux tendances s'affrontent actuellement pour les automatismes discontinus (surtout lorsqu'il s'agit de réaliser des installations importantes). Une solution, très classique, consiste en l'utilisation d'ensembles de circuits logiques et séquentiels tels que ceux décrits précédemment : on parle alors d'**automatismes câblés** qui conduisent à une commande décentralisée. Une autre possibilité, de plus en plus utilisée, repose sur la mise en œuvre d'un calculateur numérique : on parle alors d'**automatismes programmés ;** ils conduisent à une commande centralisée. Chacune des deux solutions comporte ses avantages et ses inconvénients.

— *Automatismes câblés.* — D'une façon générale, ils assurent une certaine indépendance entre les différentes fonctions à réaliser dans la mesure où il s'agit d'une automatisation limitée. Ils sont mieux adaptés aux automatismes de sécurité, comme nous le verrons par la suite, car ils permettent de multiplier les chaînes très simplement et d'assurer la redondance désirée. Toutefois ils manquent de souplesse en ce sens qu'un système câblé peut difficilement permettre des adaptations ou des modifications ultérieures, problème qui se pose toujours à un certain moment dans le cas de processus complexes.

— *Automatismes programmés.* — Leurs avantages et inconvénients sont à peu près complémentaires des automatismes câblés. Le principal avantage de l'utilisation d'un calculateur numérique, est la grande souplesse qui en résulte : il est beaucoup plus facile de modifier le programme (*software*) que l'ordinateur (*hardware*). Un autre avantage d'un calculateur est d'être utilisable à d'autres buts dans l'installation, ce qui accroît la rentabilité de la solution. Toutefois, il n'y a plus d'indépendance des fonctions puisque tout est géré par un organe central et, en particulier, la fiabilité prend ici toute son importance. En effet, la fiabilité des calculateurs numériques n'est pas toujours suffisante pour assurer un fonctionnement permanent et, dans certains cas d'automatisation centralisée, il faut utiliser deux calculateurs pour qu'une continuité certaine soit garantie.

Compte tenu de la complémentarité de ces deux sortes d'automatismes, une solution intermédiaire, dite hybride, est souvent adoptée. Dans de nombreux processus industriels, des automatismes câblés réalisent les fonctions élémentaires relatives à un organe ou à une fonction, ainsi que certaines actions de sécurité, et un calculateur numérique agence l'ensemble des fonctions et les organise en différentes séquences. Une telle solution présente notamment l'avantage d'annuler quasiment les risques d'indisponibilité de l'installation, à condition qu'un fonctionnement semi-automatique soit possible avec les automatismes câblés seuls.

1.2. Fiabilité des automatismes logiques câblés. — Il faut distinguer deux cas suivant qu'il s'agit ou non des chaînes de sécurité de l'installation considérée.

1.2.1. Cas des chaînes classiques. — Le caractère binaire de ces chaînes logiques conduit à considérer deux sortes de pannes, qu'elles proviennent d'un composant électronique ou du câblage : les pannes « d'action » et les pannes de « non action ». Les pannes du premier type sont celles qui ont tendance à provoquer le travail d'un actionneur (mise en mouvement d'une vanne ou fermeture d'un contacteur par exemple) ; cette action peut très bien ne pas se produire au moment où apparaît la panne si d'autres conditions, agissant par l'intermédiaire de circuits sains, la verrouillent. Les pannes du second type, au

contraire, risquent de faire passer au repos un actionneur (d'où leur nom de pannes de « non action »). Les pannes « d'action » sont les plus gênantes car une action déclenchée intempestivement, risque de provoquer une évolution anormale de l'installation et peut conduire à l'intervention d'un système de sécurité. Il est nécessaire de les réduire au maximum.

— *Pannes dues aux composants.* — En logique statique, le signal binaire passe dans une succession d'étages comprenant chacun un transistor fonctionnant en tout ou rien et inversant le signal, les combinaisons classiques (V. chap. 7) étant réalisées par une configuration adéquate des circuits d'attaque ou de charge des transistors. Du fait de ces inversions successives, deux pannes identiques sur deux étages différents peuvent produire des conséquences de nature opposée (panne d'action ou de non action). Globalement, les pannes dues aux composants se partagent également entre les deux types de pannes.

— *Pannes de câblage.* — L'expérience des installations industrielles montre que les pannes les plus fréquentes sont dues aux coupures des différentes liaisons situées entre les armoires de logique et les actionneurs. Il est facile de faire en sorte que ces pannes soient uniquement des pannes de non action (par exemple en veillant à ce que chaque signal logique subisse un nombre pair d'inversions). Notons à ce propos que les circuits logiques électromécaniques sont polarisés par nature : la coupure de l'excitation implique la non action.

1.2.2. Cas des chaînes de sécurité. — Ce sont des actions automatiques qui interviennent en ultime recours. De telles actions sont prioritaires, c'est-à-dire qu'elles interrompent le processus en cours pour s'y substituer; elles sont impératives, c'est-à-dire qu'elles doivent pouvoir intervenir malgré une panne; elles protègent généralement contre plusieurs défauts différents; de plus elles sont rapides. Ces caractères imposent les dispositions suivantes :

— *Multiplicité et redondance des voies.* — Dans la mesure du possible un défaut est détecté par plusieurs voies différentes (redondance du système).

— *Multiplicité des capteurs.* — Pour surveiller l'évolution d'une grandeur, il est bon de disposer de plusieurs sources d'information donc de plusieurs capteurs. Les informations de défauts délivrées par ces capteurs sont traitées en coïncidence, c'est-à-dire que l'ordre est donné si p au moins parmi les n capteurs donnent des indications concordantes. Le circuit de coïncidence le plus employé est le « deux sur trois » (2/3), c'est-à-dire que si trois capteurs sont utilisés pour surveiller une grandeur par rapport à un seuil, l'état considéré comme exact est celui qui est donné par au moins deux des capteurs. Les trois capteurs ainsi que les circuits de traitement logique doivent être indépendants les uns des autres, en particulier du point de vue de leur alimentation en énergie.

Dans les chaînes de sécurité, les pannes d'action et celles de non action sont respectivement appelées **pannes sûres** et **pannes non sûres.** Ce sont les pannes non sûres qu'il faut éviter. Avec une très grande probabilité, le circuit de coïncidence 2/3 permet de s'affranchir de ces deux sortes de pannes.

2. COMMANDE NUMÉRIQUE DES MACHINES-OUTILS

La commande des machines-outils constitue un domaine important d'application des techniques mixtes d'automatismes. Cette commande, quel que soit le type de machine envisagé (aléseuse, fraiseuse, perceuse, tour), peut être considérée comme appartenant à l'une des trois catégories que nous verrons successivement et qui représentent, en quelque sorte, les trois phases d'une évolution progressive.

La première méthode consiste à faire exécuter le travail par un ouvrier qualifié et à enregistrer les déplacements des différents organes de la machine (et éventuellement les vitesses) sur un support comme une bande magnétique, par exemple. Il suffira alors de repasser la bande dans un dispositif de commande approprié pour reproduire de nouveau toutes les opérations enregistrées.

La deuxième méthode consiste à préparer des organes, mécaniques ou non, pour communiquer ensuite à la machine des ordres correspondant aux différents déplacements. On utilise le plus souvent des cartes perforées, dans les machines dites à commande-programme, mais il est aussi possible d'utiliser un gabarit qui sera suivi par un système photoélectrique, par exemple.

Dans la troisième méthode, l'information est transformée, codée, à partir du dessin ou des équations correspondant à la pièce à usiner, puis emmagasinée sur un support comme une carte ou un ruban perforé. En général, cette information codée est ensuite introduite dans un calculateur pour extraire de cet ensemble d'informations toutes les instructions nécessaires à la machine et pour les enregistrer sur un support intermédiaire (bande magnétique).

Dans tous les cas, un programme de travail a été enregistré et il est communiqué à la machine au moyen d'ordres que l'équipement doit exécuter.

Les organes d'exécution peuvent comporter des chaînes à retour permettant de comparer les résultats aux instructions et de modifier le réglage de la machine afin d'obtenir la cote désirée. Dans ce cas, il ne s'agit plus de déplacer les organes de la machine selon une loi déterminée mais d'usiner des pièces d'après les cotes désirées; ce mode de travail est un travail pièce par pièce. Dans le cas de productions en grande série, l'évolution des cotes est suivie sur une série de pièces pour extraire statistiquement une tendance. Une modification du réglage de la machine n'est alors faite qu'à long terme après analyse des résultats.

Enfin, un autre aspect purement séquentiel de l'automatisation des machines-outils concerne le changement automatique d'outil (par des dispositifs du type tourelle-revolver).

2.1. Commande numérique proprement dite

2.1.1. Commande de la mise en position. — Les informations à fournir aux dispositifs de commande des servomoteurs des différents mouvements d'avance peuvent être de formes diverses :

— *Systèmes procédant par impulsions.* — Chaque impulsion commande un déplacement élémentaire fixé à l'avance. Ces impulsions peuvent, soit actionner directement un moteur pas à pas (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20), soit être appliquées à l'une des entrées d'un compteur électronique différentiel recevant par ailleurs des impulsions de mesure. Celui-ci joue alors le rôle d'un comparateur numérique dont le contenu est égal à chaque instant à l'erreur de position. Un convertisseur numérique-analogique permet de transformer cet écart de façon à obtenir la tension d'erreur de l'asservissement de position de l'outil.

— *Systèmes codés absolus.* — Ils utilisent un capteur de déplacement numérique (disque codé) et élaborent une commande qui peut être par tout ou rien (fonction du seul signe de l'écart) ou proportionnelle à l'écart.

2.1.2. Mesure des déplacements. — Dans le cas des **systèmes à comptage,** on utilise soit des émetteurs d'impulsions rotatifs câblés sur la vis de commande, soit des règles à impulsions, soit des crémaillères liées aux parties mobiles et sollicitant des émetteurs rotatifs, soit encore quelquefois des règles à franges de moirage. Dans le cas des systèmes absolus codés, on utilise des disques codés (sortes de potentiomètres numériques) lus par des balais, ou mieux encore, par des cellules photoélectriques.

Ces mesures de déplacements peuvent être réalisées :

— soit sur l'organe commandé lui-même : ce procédé évite de prendre en compte les jeux mécaniques de la transmission mais manque quelquefois de sensibilité lorsque la précision recherchée devient grande.

— soit sur l'arbre du moteur d'entraînement : dans ce cas la qualité de la chaîne de transmission intervient et il faut utiliser des systèmes à rattrapage de jeu.

2.1.3. Élaboration de la commande. — Dans tous les cas, ces mesures sont visualisées au moyen d'indicateurs numériques lumineux. À partir des données définissant la pièce à usiner et la mesure des déplacements, il s'agit d'élaborer soit des impulsions de commande (cas des

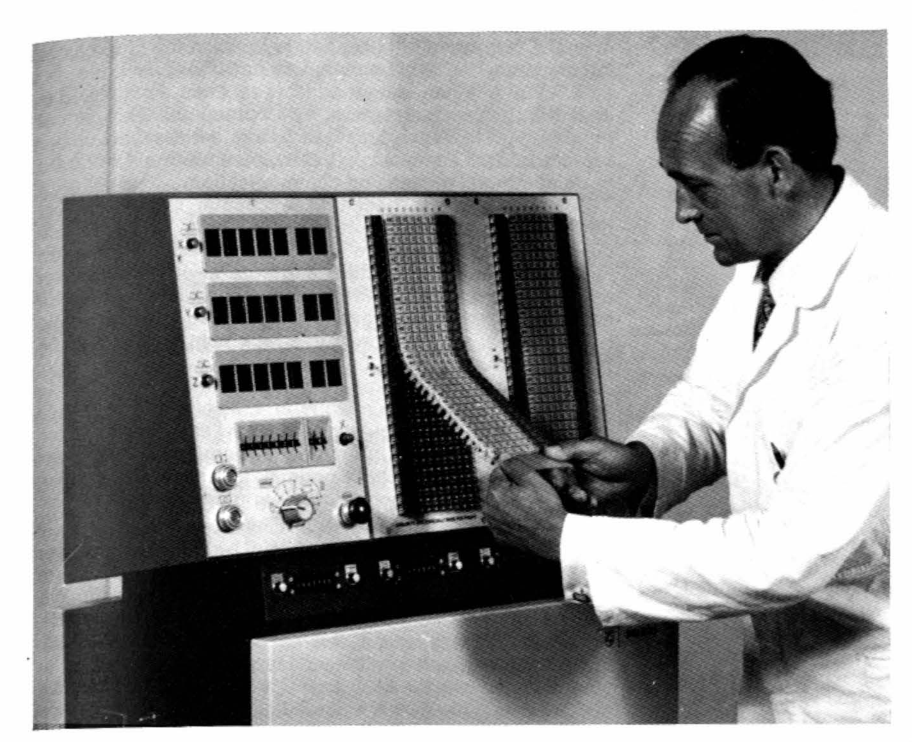


Fig. VIII-1

Changement de programme sur système de commande séquentielle de machine-outil (*Philips*)

systèmes à comptage), soit un ordre continu de commande (cas des systèmes codés absolus). Cette fonction est assurée par un calculateur dont la constitution et l'importance dépendent de la façon dont est conçue la commande. Dans une première méthode, la courbe à réaliser est approchée par une série de segments de droite, ce qui suppose la donnée de points d'autant plus nombreux que le profil est compliqué et la précision recherchée est grande ; en revanche le calculateur d'interpolation linéaire associé au dispositif est simple et peut être un système câblé faisant partie intégrante de la machine. Une autre méthode consiste à utiliser un nombre de points réduit et à faire une interpolation plus élaborée (deuxième ou troisième degré) ; dans ce cas, le calculateur devient plus compliqué et est, en général, un système programmé qui est séparé de la machine à laquelle il fournit ses instructions au moyen d'un support intermédiaire. Il est aussi possible de prendre un nombre de points réduit avec les tangentes associées ; cela complique le dispositif de commande qui doit en chaque point respecter deux conditions mais le calculateur associé peut être relativement simple.

Dans tous les cas, les données sont tabulées sous une forme normalisée, puis transcrites sur un support (un ruban perforé ou une bande magnétique) ou quelquefois affichées manuellement par l'opérateur. Le ruban ou la bande est ensuite lu par le lecteur d'entrée du calculateur chargé d'élaborer les instructions de commande à fournir à la machine (fig. VIII-1 et VIII-2). Dans le cas des systèmes à comptage, ces instructions se présentent sous la forme de trains d'impulsions inscrits sur la bande magnétique. Ainsi, par exemple pour commander les trois déplacements orthogonaux d'une fraiseuse, le ruban magnétique porte trois pistes correspondant à chacun des déplacements ; chaque impulsion inscrite provoque un déplacement incrémental fixé à l'avance dont le sens est défini par la polarité de l'impulsion. Dans le cas des systèmes codés absolus, le calculateur élabore l'écart pour chaque point entre les coordonnées de la position commandée et celles de la position mesurée ; elle transmet l'instruction correspondante au système de commande, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un ruban magnétique.

La commande indirecte de la machine au moyen d'un support intermédiaire présente de nombreux avantages. En effet, d'une part, elle permet d'utiliser un calculateur unique pour alimenter plusieurs machines car la préparation du support est beaucoup plus rapide que l'opération d'usinage à réaliser ; d'autre part, le calculateur, organe fragile, peut être logé dans une ambiance plus favorable

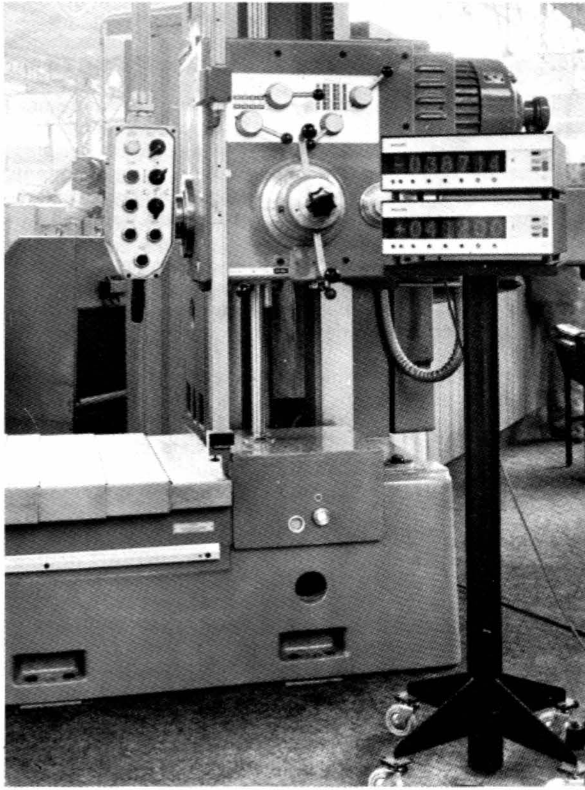


Fig. VIII-2 — Affichage numérique sur aléseuse (*Wotan-Philips*)

que celle d'un atelier mécanique. La commande directe est faite, en général, au moyen de systèmes câblés faisant plus ou moins partie de la machine.

2.2. Changement automatique d'outil. — C'est un second stade d'automatisation. Pour une machine et pour l'usinage d'une pièce déterminée, il s'agit de programmer non seulement la commande de l'outil mais un changement automatique de celui-ci lorsque la complexité de la pièce l'exige ou dans le cas d'une usure prohibitive de l'outil. Les équipements généralement utilisés à cette fin

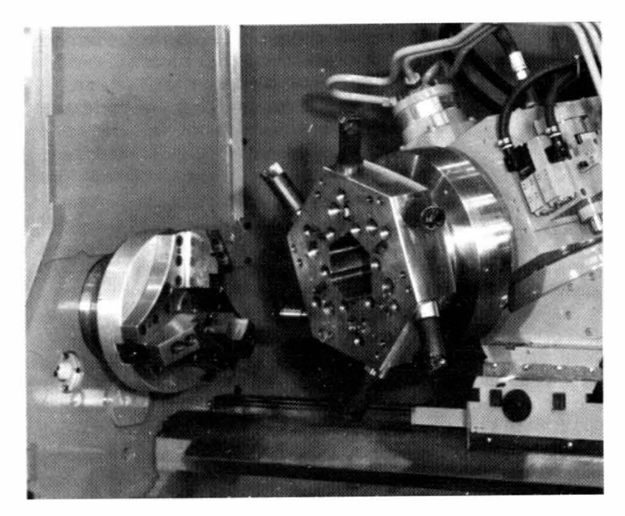


Fig. VIII-3 — Tourelle porte-outils

sont essentiellement des tourelles-revolvers, notamment sur des perceuses et des dispositifs à barillets-magasins d'outils avec bras de transfert chargeant les outils, certains sur une broche unique, d'autres sur les broches d'une tourelle-revolver (fig. VIII-3). Le changement automatique d'outil est soit commandé par l'opérateur par l'intermédiaire du pupitre de commande, soit au moyen d'un programme séquentiel de changement d'outil.

3. L'AUTOMATISME DANS LES TRANSPORTS

L'industrie des transports a utilisé d'abord des automatismes élémentaires se trouvant à bord des véhicules. L'évolution de l'automatisation a consisté à utiliser des systèmes de commande plus centralisés qui permettent une coordination des mouvements des mobiles, pouvant conduire à un contrôle automatique total du trafic.

3.1. Transports ferroviaires. — L'automatisme dans les chemins de fer comprend plusieurs champs d'application, en particulier la gestion centralisée du trafic-marchandises, le fonctionnement des gares de triage et l'automatisation de la circulation.

La gestion centralisée du trafic-marchandises concerne la répartition des wagons vides, leur acheminement, les opérations d'entretien et de renouvellement de ces wagons ainsi que les contrôles journaliers et les séjours dans les gares et les triages. Cette gestion est obtenue en faisant appel à des calculateurs importants, à des réseaux de transmission de données ainsi qu'à divers organes terminaux et périphériques. Pour réaliser ces objectifs, la S.N.C.F. s'est équipée d'un ensemble UNIVAC double du type 1108 qui constitue deux machines interconnectables de grande capacité.

L'automatisation des gares de triage consiste à optimaliser le rythme de triage de telle sorte que dans les parties communes de parcours les wagons se suivent d'assez près et assez vite, et que, sur les voies de triage, ils aient une énergie suffisante pour atteindre l'extrémité de la voie. Compte tenu du nombre de paramètres à traiter pour permettre le freinage et le classement des wagons sur les voies (poids et vitesse des wagons, qualité de leur roulement, caractéristiques des freins de voies, force du vent, longueur de voie utilisable, etc.), il apparaît que l'utilisation de calculateurs s'impose.

L'automatisation de la circulation revêt deux aspects; d'une part, celui du maintien des trains conformément à l'horaire, d'autre part, celui de leur régulation en cas de conflit, c'est-à-dire lorsque les écarts avec les horaires dépassent certaines limites.

Dans les chemins de fer en réseaux urbains, trois conceptions sont utilisées: système centralisé, système décentralisé et système hybride.

Dans un système centralisé il faut connaître, en temps réel, la position de tous les trains et régler leurs espacements. Cette conception implique la présence d'un calculateur auquel sont fournies les positions de tous les mobiles à chaque instant ainsi que leurs horaires. Elle implique aussi une transmission d'informations relativement rapide dans les deux sens. Ce système est essentiellement caractérisé par l'emploi d'un calculateur central important et de nombreux moyens de communication.

Dans un système décentralisé chaque locomotive est dotée d'un automatisme propre ainsi que d'un programme de marche. L'avantage de cette solution est de permettre l'utilisation de l'infrastructure existante et de ne nécessiter qu'un nombre réduit d'automotrices spécialisées dans ce trafic. Sur certains tronçons de la banlieue parisienne une telle conception a permis une augmentation de trafic proche de 30 %.

Le système hybride s'apparente à la solution décentralisée pour les programmes de marche et à la solution centralisée pour la fonction de régulation et pour l'établissement des itinéraires au moyen d'informations fournies en temps réel et qui permettent un choix optimal. Il semble que la mise en œuvre d'une telle solution soit la plus rapide et la plus économique.

3.2. Transports urbains. — Le métro de Paris a été l'un des premiers à être automatisé. Dans une première phase, cela a consisté à équiper les lignes du métro de postes de contrôle et de commande centralisés (P.C.C.) qui permettent non seulement les communications et le contrôle (tableau de contrôle optique avec affichage des numéros de trains) mais aussi la commande directe de certaines actions (télécommande de la distribution du courant de traction, télécommande des principales manœuvres). Des calculateurs spécifiques à logique câblée équipent les postes de contrôle et de commande les plus anciens; les plus récents comportent des calculateurs numériques à logique programmée: (deux calculateurs C.I.I. 10010 pour un ensemble de quatre lignes). La deuxième phase de l'automatisation a concerné le pilotage automatique des rames qui permet d'obtenir une meilleure précision d'arrêt ($\pm$ 0,50 m) ainsi qu'une plus faible probabilité d'incidents. La troisième phase de l'automatisation consiste en une régulation automatique du mouvement des rames. Un système combinant la programmation des temps d'ouverture des portillons d'accès aux quais et le temps de stationnement a permis, d'une part, de réduire la durée du stationnement et celle du temps qui s'écoule entre le passage des trains (de 120 à 90 secondes), d'autre part, d'uniformiser les temps de stationnement et d'apporter une plus grande régularité de marche des rames. Un quatrième aspect de l'automatisation a concerné la commande automatique des manœuvres dans les terminus et les garages.

3.3. Transports routiers. — Le développement de l'automobile a conduit à chercher les moyens de tirer le meilleur parti de l'infrastructure existante. Les premières études de régulation de trafic ont été entreprises sur le réseau urbain d'abord, sur les réseaux suburbains et interurbains ensuite. Sur le plan théorique, la détermination de stratégies de régulation de trafic sur un réseau maillé urbain est extrêmement complexe. Dans la plupart des réalisations actuelles, dont les plus anciennes remontent à 1962, on se contente de faire gérer des programmes fixes de coordination par un calculateur; ils sont préalablement mis en mémoire et ils sont sélectionnés, soit en fonction de l'heure, soit en fonction du trafic. C'est le cas dans de nombreuses villes allemandes comme Hambourg, Munich ou Berlin. Certaines installations combinent des programmes fixes pour l'ensemble du réseau et des possibilités d'adaptation au trafic de certains carrefours critiques: c'est le cas des installations de San Jose ou Wichta Falls aux États-Unis d'Amérique, de Toronto au Canada, de Glasgow et Londres en Grande-Bretagne, de Madrid et Barcelone en Espagne.

En ce qui concerne les réseaux suburbains, c'est-à-dire en particulier les autoroutes intérieures ou périphériques des grandes villes, ce sont les Américains qui ont mis au point les premières solutions (contrôle des accès aux rampes, régulation des vitesses, régulations d'ensembles

formés par une autoroute et des itinéraires routiers concurrents). En France la régulation d'un complexe constitué par des autoroutes (A 6 et H 6), diverses routes (R.N. 7 et R.N. 20 entre Rungis et Orly, débouché de la R.N. 20 sur l'autoroute du Sud et Paris) est tenté dans le but de minimaliser les temps de trajet des véhicules dans cet ensemble.

L'ensemble doit permettre essentiellement :

— le contrôle des accès aux autoroutes ;
— la régulation des vitesses sur les autoroutes ;
— la mise en place d'une signalisation variable pour l'affectation d'itinéraires ou de voies.

Un guidage des véhicules sur route a également été mis au point aux États-Unis d'Amérique (système E.R.G.S. : *Experimental Road Guidance System*). L'automobiliste dispose d'un émetteur-récepteur et d'un pupitre sur lequel il inscrit sa destination suivant un certain code ; à chaque carrefour, grâce à un système d'interrogateur-répondeur placé dans la chaussée, une flèche vient s'afficher sur le tableau de bord ou le pare-brise pour indiquer la direction optimale à suivre. Dans sa forme définitive, le système est prévu pour couvrir des millions de carrefours sur l'ensemble du territoire des États-Unis d'Amérique.

3.4. Transports maritimes. — Le problème de la régulation du trafic maritime se pose dans des zones particulièrement encombrées telles que la Manche ou le Pas de Calais ou à l'approche des grands ports. Après l'automatisation de l'appareil propulsif dont la plupart des navires modernes sont munis, il est logique d'envisager l'automatisation de la navigation et, au-delà, la régulation du trafic maritime. À l'heure actuelle un certain nombre de dispositifs facilitent la navigation : traçage automatique de la route du navire, détermination périodique de la position pour recaler l'estime, calcul de la route optimale entre deux ports. Sur le plan de la sécurité, l'élaboration rapide des informations concernant les risques de collision a été étudiée. Les satellites peuvent aussi jouer un grand rôle pour localiser des navires et permettre un véritable contrôle du trafic par des centres terrestres. Le projet Éole, développé par le C.N.E.S., doit permettre de réaliser deux possibilités très différentes : d'une part, tenir de façon quasi instantanée un état des positions d'une flotte de navires, d'autre part, échanger des informations entre un centre à terre et l'un quelconque des navires d'une flotte.

3.5. Transports aériens. — Des informations provenant de sources très diverses permettent d'élaborer et de transmettre aux avions les renseignements et instructions nécessaires à la navigation et à la sécurité. La première phase de l'automatisation a consisté dans le traitement des « plans de vol » déposés par chaque avion avant le décollage ; ils sont traités par calculateur à partir de renseignements généraux sur la route que suivra l'avion, son type, l'altitude de vol prévue, etc. Le calculateur fournit les renseignements concernant le cheminement précis avec le temps de vol pour chaque tronçon et le découpage en secteurs de responsabilité ; de plus, automatiquement chaque contrôleur intéressé reçoit un document (le *strip*), directement utilisable pour suivre la progression des avions et assurer les séparations indispensables. Ce traitement des « plans de vol » est fondamental pour le contrôle de la circulation aérienne. La phase suivante de l'automatisation concerne la coordination des secteurs de contrôle et la désaturation de l'espace aérien. Une nouvelle phase est à l'étude pour que dans chaque secteur de contrôle il y ait des moyens de dialogue avec les calculateurs et une image-radar couvrant tout l'espace de ce secteur.

4. AUTOMATISATION D'UNE CENTRALE NUCLÉAIRE : SAINT-LAURENT-DES-EAUX, TRANCHE É.D.F. 1 (V. t. 1, Centrales nucléaires)

L'importance du nombre de mesures à traiter justifiait à elle seule l'utilisation d'un calculateur numérique (en particulier pour la détection des ruptures de gaine). Ensuite, son utilisation pour commander des automatismes n'entraînait qu'une faible augmentation de matériel compensée par une diminution du relayage classique, par la suppression d'un grand nombre d'amplificateurs, de relais à seuils (environ 500) et de programmateurs de points de consigne.

4.1. Conception de l'automatisme de la centrale

4.1.1. Différents types d'automatismes. — La commande automatique de la tranche consiste :

— à réaliser séquentiellement une série d'opérations pour le démarrage ou l'arrêt : c'est le rôle de l'automatisme séquentiel de démarrage et d'arrêt ;

— à surveiller, au fur et à mesure de la mise en service et en cours de fonctionnement, les différentes variables analogiques et « tout ou rien », représentant l'état du processus : c'est le rôle de l'automatisme de traitement des défauts ; en cas de dépassements de seuils ou de changements d'état, un opérateur est informé par des signalisations appropriées tandis que les actions automatiques nécessaires pour éliminer le défaut (reprise en secours) ou protéger le matériel (déclenchement d'urgence) sont déclenchées ;

— à maintenir en régime établi les grandeurs réglées à leur valeur de consigne : c'est le rôle de l'automatisme de réglage.

4.1.2. Organisation des divers automatismes. — La figure VIII-4 donne une vue synoptique de l'organisation du contrôle et de la commande de la centrale.

1° *Automatisme séquentiel de démarrage et d'arrêt.* — Le fonctionnement de la centrale est divisé en un certain nombre de fonctions élémentaires. La mise en œuvre d'une fonction fait appel à un enchaînement logique de trois phases :

— un certain nombre de vérifications préliminaires (autorisation) ;
— un enchaînement d'opérations (de démarrage ou d'arrêt) ;
— un test final de bonne exécution.

Le calculateur assure le contrôle de ce déroulement séquentiel ; au contraire, l'enchaînement des opérations élémentaires est assuré par un relayage câblé très réduit auquel le calculateur « donne » un ordre d'exécution. Pour obtenir un degré d'automaticité plus poussé, certaines de ces fonctions élémentaires (dites sous-séquences) ayant des liens entre elles, ont été groupées en « séquences » dont l'enchaînement est réalisé par des « programmes », l'un et l'autre exécutés par le calculateur.

2° *Automatisme de traitement de défauts.* — Cette fonction est assurée par le calculateur à partir des informations analogiques (températures par exemple) ou « tout ou rien » (positions d'organes). Cependant, pour les défauts les plus importants et en dernier ressort, il est doublé par des chaînes câblées, entièrement indépendantes tant du point de vue capteur que source d'énergie et support, qui assurent des actions de sécurité simples et directes pour les incidents importants. À titre indicatif, pour réaliser cette fonction environ 5 500 informations numériques ou analogiques sont envoyées au calculateur qui élabore ensuite un millier d'ordres « tout ou rien ».

3° *Automatisme de réglage.* — La solution choisie ici présente une certaine originalité en ce sens qu'elle constitue un compromis entre la régulation analogique et la régulation numérique. En effet, les chaînes de régulation proprement dites relèvent des techniques analogiques classiques mais le calculateur intervient dans les cas particuliers suivants :

— mise en ou hors service de certaines chaînes en fonction de critères déterminés ;
— commutation des gains des amplificateurs des chaînes de réglage en fonction de la charge ;
— au cours d'évolution de charge, élaboration de certaines valeurs de points de consigne suivant une loi en général connue à l'avance ;
— au régime nominal, élaboration de certains points de consigne dont la valeur doit être déterminée à partir de nombreuses mesures.

De plus, deux chaînes de réglage particulières (régulation de la masse de gaz carbonique dans l'enceinte du réacteur et régulation spatiale du flux neutronique) sont pilotées directement par le calculateur.

4.2. Matériel utilisé. — Le matériel choisi est celui décrit au chapitre 5 (§ 4). Pour donner une idée du volume de ce matériel, précisons qu'environ 150 modules (proportionnel, intégral ou dérivé) et 50 relais de commande à main sont utilisés.

Pour des raisons de sécurité, deux ensembles de calcul, comportant chacun un calculateur numérique, sont utilisés. Le calculateur choisi (C 9040 fabriqué par la Compagnie internationale d'informatique) possède les caractéristiques suivantes :

— mémoire centrale à tores, extensible jusqu'à 32 000 mots (mots de 24 chiffres binaires plus la parité) ;
— temps d'accès à la mémoire : 0,7 µs ; cycle de base 1,75 µs.

Un certain nombre d'éléments périphériques lui sont associés :

— un tambour magnétique de 96 000 mots de mémoire ;
— des équipements d'entrée : lecteurs, convertisseurs analogiques-numériques ;
— des équipements de sortie : machine à écrire, imprimante rapide, table traçante, etc.

Les informations traitées se répartissent de la façon suivante :

— les grandeurs analogiques sont au nombre de 2 000 environ dont 500 sont utilisées dans l'automatisme après comparaison à des seuils ; elles sont scrutées à des cadences variables suivant leur importance ;
— les grandeurs tout ou rien au nombre de 5 000 environ dont 800 sont relatives à la détection de rupture de gaines, sont aussi scrutées régulièrement ;
— les ordres de l'opérateur sont transmis par l'intermédiaire d'un « pupitre-dialogue » comportant des touches de sélection de mesures à visualiser, de demande de séquences ou sous-séquences, etc.

4.3. Conclusion. — L'exemple de l'automatisation de la centrale nucléaire É.D.F. 4 a un double intérêt : d'abord, il constitue en quelque sorte une synthèse des différents types d'automatismes présentés ici, et ce d'un point de vue aussi bien fonctionnel que technologique ; ensuite, il montre que l'utilisation d'un moyen terme entre les solutions classiques de régulation et d'automatisme et la commande totale par calculateur numérique peut constituer une solution optimale.

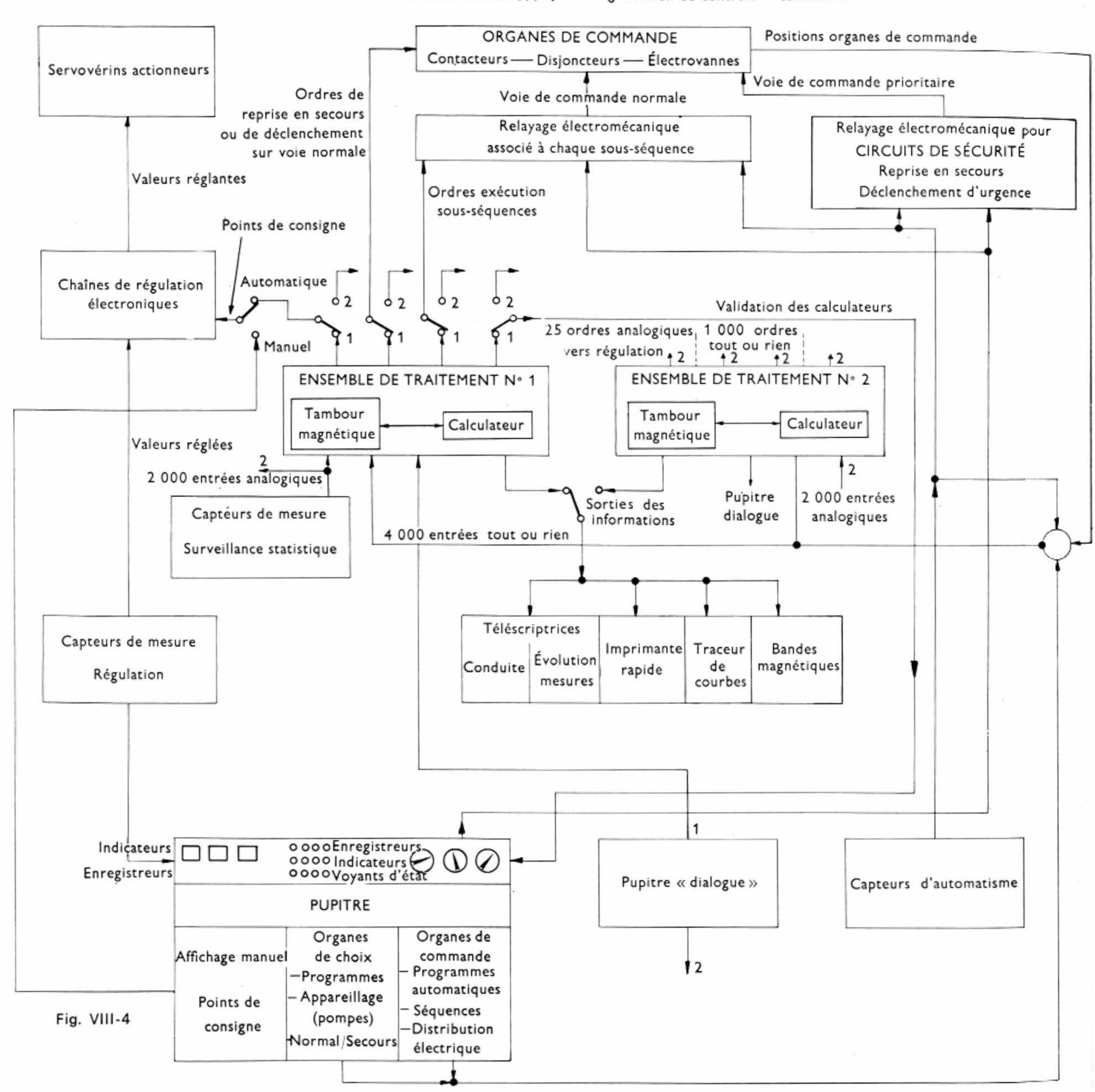


Fig. VIII-4

ÉLECTROACOUSTIQUE

CHAPITRE PREMIER
SON ET ÉLECTROACOUSTIQUE

Le son, phénomène vibratoire, peut être considéré soit comme une vibration acoustique susceptible d'éveiller une sensation auditive (aspect objectif), soit comme une sensation auditive engendrée par une vibration acoustique (aspect subjectif). Dans le premier cas, le son est une grandeur physique qui dépend de la source sonore et des milieux de propagation. Dans le second cas, le son est le résultat de l'interprétation d'un phénomène physique au moyen de notre système sensoriel.

1. LE SON, GRANDEUR PHYSIQUE

Un son a pour origine une vibration mécanique d'un système matériel (cloche, diapason, corde, membrane de haut-parleur, etc.). Les particules du milieu placées au contact de ce système entrent alors en vibration et chacune d'elles oscille autour de sa position de repos, entraînant celles qui l'entourent. L'ébranlement se transmet ainsi de proche en proche (jusqu'à notre oreille éventuellement). Cette interprétation est confirmée par de nombreuses expériences : il a été montré que le son ne peut se transmettre (on dit se « propager ») que dans un milieu élastique. Cette transmission a lieu à une vitesse déterminée et finie.

1.1. Vitesse de propagation d'un son. — Dans un milieu homogène, la vitesse c de propagation du son est constante ; elle est aussi appelée célérité de l'onde sonore. Exemples :

— dans l'air à 15 °C : $c = 340$ m/s
— dans l'eau : $c = 1\,460$ m/s
— dans l'acier : $c = 5\,000$ m/s

Cette célérité ne doit pas être confondue avec la vitesse de déplacement v de chaque particule du milieu dans lequel le son se propage.

Les théories physiques et mathématiques du phénomène montrent que, dans un milieu déterminé, la célérité est indépendante de la fréquence. Elle est fonction du coefficient d'élasticité E du corps et de sa masse volumique ρ ; elle est donnée par la relation suivante :

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

Dans le cas d'un gaz, E est égal à γP, produit du coefficient γ (rapport des chaleurs massiques du gaz à pression constante et à volume constant ; V. t. 1, Thermodynamique chap. 2) et de la pression atmosphérique P.

Pour l'air $\gamma = 1{,}41$; $\rho = 1{,}293$ kg/m³ ; $P = 10^5$ N/m² ;

$$c = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}} = \sqrt{\frac{1{,}41 \times 10^5}{1{,}293}} \approx 330 \text{ m/s}$$

1.2. Sons purs et sons complexes. — Afin de simplifier la poursuite de cette étude physique, nous allons maintenant classer les sons en deux catégories : les sons purs et les sons complexes.

Un **son pur** est produit par une vibration sinusoïdale. Dans ce cas simple, nous pouvons caractériser l'onde sonore au moyen de sa longueur d'onde λ, quotient de sa *célérité c* et de sa *fréquence f* :

$$\boxed{\lambda = \frac{c}{f}}$$

L'*amplitude de la vibration* d'une particule du milieu de transmission, la *vitesse d'oscillation v* de celle-ci et la *pression acoustique* en un point de ce milieu sont des fonctions sinusoïdales de la forme :

$$y = \widehat{Y} \sin\,(2\,\pi\, ft - \theta) = \widehat{Y} \sin\,(2\,\pi\,\frac{t}{T} - \theta)$$

Dans ces expressions nous désignons par y la valeur instantanée du paramètre considéré, par $\widehat{Y}$ la valeur maximale de ce même paramètre, par f la fréquence de la vibration, par T sa période $\left(T = \frac{1}{f}\right)$ et par θ le déphasage de y par rapport à une grandeur sinusoïdale de référence.

Lorsque le son se propage librement, les mouvements de deux particules A et B du milieu de propagation, séparées par une distance l, sont décalés dans le temps de la quantité : $\tau = \frac{l}{c}$ (c représentant la célérité du son dans la direction AB). Pour cette raison, si en un premier point l'une des grandeurs considérées précédemment est définie par l'équation :

$$y_1 = \widehat{Y} \sin\,(2\,\pi\, ft - \theta)$$

au second point elle est représentée par la relation :

$$y_2 = \widehat{Y} \sin\left[2\,\pi\, f\left(t - \frac{l}{c}\right) - \theta\right]$$
$$= \widehat{Y} \sin\,(2\,\pi\, ft - \varphi - \theta)$$

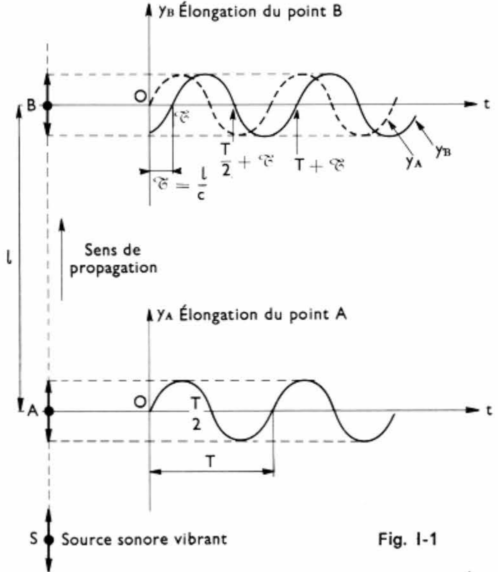


Fig. I-1

Le point B reproduit le mouvement de A avec un retard τ égal à $\frac{l}{c}$. Le mouvement de B est déphasé en arrière par rapport à celui de A (le déphasage est égal à $\varphi = \frac{2\pi fl}{c}$

L'angle φ égal à $\frac{2\pi fl}{c}$ représente la différence de phase des mouvements des deux particules (fig. I-1).

Un **son complexe** correspond souvent à une vibration périodique mais non sinusoïdale (fig. I-2). Il est possible

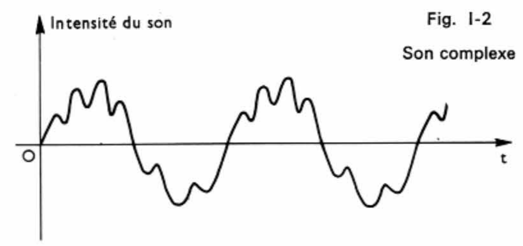


Fig. I-2
Son complexe

de montrer qu'un tel son complexe peut être obtenu en superposant un nombre déterminé de sons purs, de fréquences parfaitement définies, parmi lesquelles la fréquence f du son considéré et des multiples de celle-ci (par exemple $2f$, $3f$, ..., nf). Le son de fréquence f est appelé fondamental; les autres sont les harmoniques. Des procédés mathématiques (décomposition en série de Fourier, V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1) permettent de déterminer l'amplitude A et la fréquence f de chacune des composantes, c'est-à-dire de connaître le spectre de fréquence $A(f)$ du son considéré (fig. I-3). Certains sons complexes ne présentent aucune périodicité; le spectre de fréquences déterminé mathématiquement est un spectre continu: les fréquences ne forment plus une suite de nombres discrets mais varient d'une manière continue entre zéro et l'infini (fig. I-4).

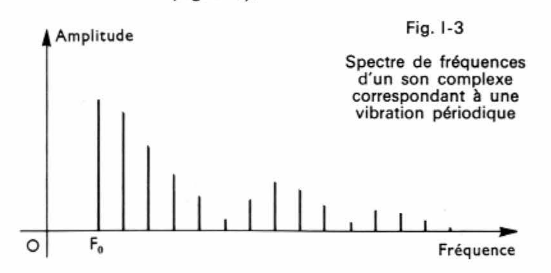


Fig. I-3

Spectre de fréquences d'un son complexe correspondant à une vibration périodique

1.3. Intensité physique d'un son. — Lorsqu'une onde acoustique parvient en un point, la particule qui s'y trouve est mise en mouvement; elle reçoit de l'énergie mécanique. Celle-ci est évidemment fournie par la source sonore.

Une surface S, perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde, reçoit une énergie W pendant un temps t. Si t est égal à un nombre entier de périodes (nous considérons le son correspondant à une vibration périodique), la surface S reçoit une puissance moyenne égale à $\frac{W}{t}$.

Par définition, l'intensité physique du son est égale à la puissance moyenne reçue par unité de surface

$$I = \frac{W}{t} \cdot \frac{1}{S}$$

Il faut exprimer I en watts par mètre carré, W en joules, t en secondes et S en mètres carrés. L'intensité sonore est parfois exprimée en watts par centimètre carré ($1\ W/cm^2 = 10^4\ W/m^2$).

2. LE SON, PHÉNOMÈNE PHYSIOLOGIQUE

Une sensation sonore résulte de la transmission de vibrations jusqu'à l'oreille. La fréquence et l'intensité physique du son doivent être comprises entre certaines limites pour que celui-ci soit perçu. Le son peut alors être caractérisé par son intensité, sa hauteur et son timbre.

L'intensité d'un son ou *sonie* est liée essentiellement à l'amplitude des vibrations des particules du milieu de transmission. Cette amplitude peut varier dans de grandes proportions: c'est ainsi que l'amplitude des vibrations correspondant à un son très intense (par exemple près d'un moteur à réaction) est dix millions de fois plus grande que celle qui correspond à la limite de sensation sonore de l'oreille. De même, dans la vie courante, il n'est pas rare que les amplitudes de certaines vibrations sonores varient d'un moment à l'autre dans un rapport de un à mille. Il est possible de percevoir ces variations grâce à la sensibilité logarithmique (loi de Weber-Fechner) de notre sens de l'ouïe (V. t. 2, Applications de l'électronique à la médecine).

L'intensité d'une onde sonore correspondant au seuil de perception auditive est de $10^{-16}\ W/cm^2$.

La *hauteur d'un son* ou *tonie* est liée à la fréquence de la vibration sonore. Plus celle-ci est élevée, plus le son est aigu.

La gamme de fréquences correspondant aux sons audibles est très étendue; pour des sons d'intensité moyenne, elle est sensiblement comprise entre 20 et 20 000 Hz. Les sons de fréquence inférieure à 20 Hz

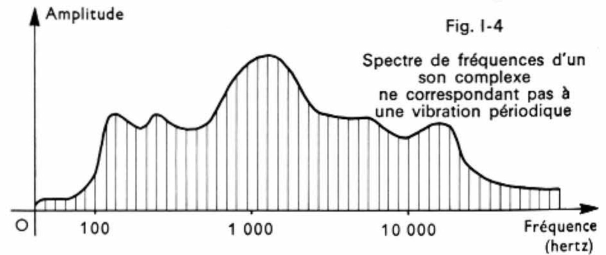


Fig. I-4

Spectre de fréquences d'un son complexe ne correspondant pas à une vibration périodique

(*infrasons*) ou supérieure à 20 kHz (*ultrasons*), (V. t. 2, Ultrasons) ne provoquent pas de sensation auditive. Pour les sons de faible intensité, cette bande de fréquences est plus réduite, en particulier dans le domaine des fréquences basses (fig. I-5). L'audition des sons de fréquences très élevées s'atténue et disparaît avec l'âge (presbyacousie). Dans le domaine des fréquences correspondant aux sons audibles, les longueurs d'onde s'échelonnent de dix-sept mètres à dix-sept millimètres environ ($\lambda_{20} = \frac{340}{20} = 17$ m et $\lambda_{20\,000} = \frac{340}{20\,000} = 0{,}017$ m). Elles sont donc à l'échelle des dimensions de nombreux objets et cela explique les difficultés rencontrées en acoustique: la tête, un microphone sont des obstacles à la propagation des ondes sonores.

Le *timbre d'un son* dépend des harmoniques présents dans le spectre de la vibration. Un son sensiblement sinusoïdal (diapason) paraît pauvre. Au contraire, un son produit par une vibration périodique comportant de nombreux har-

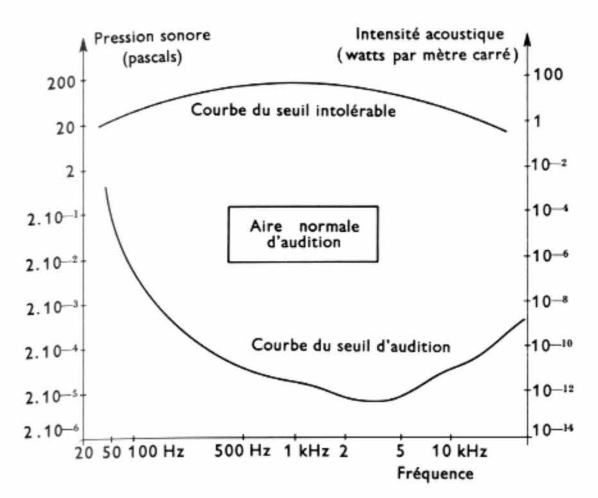


Fig. I-5

moniques paraît riche. Le timbre varie donc en fonction de la « composition spectrale » du son, c'est-à-dire de la nature et de l'intensité relative des différents harmoniques. Les instruments de musique sont caractérisés par des timbres particuliers ; la différenciation de ces timbres par l'oreille est grandement facilitée par l'audition des phénomènes transitoires qui se produisent lors des attaques des sons.

Loi de Fechner. — À la plus petite variation ΔS de la sensation sonore qui peut être décelée correspond une variation relative $\frac{\Delta I}{I}$ de l'intensité physique du son. L'expérience montre que ces deux variations sont proportionnelles.

$$\Delta S = K \frac{\Delta I}{I} \qquad (K = \text{Cte})$$

Cette relation différentielle dite de Weber peut être intégrée mathématiquement ; elle prend alors la forme suivante :

$$S = K \ln I + \text{Cte} \quad \text{(loi de Fechner)}$$

Cette expression peut être écrite en fonction du logarithme décimal de l'intensité sonore I :

$$S = 10 \lg \frac{I}{I_0}$$

La constante I_0 représente alors l'intensité physique d'un son de référence ; S appelée aussi *niveau sonore*, est alors exprimée en décibels.

La sensation S (phénomène subjectif) est proportionnelle au logarithme (népérien ou décimal) de l'excitation I (phénomène physique).

Par exemple : si l'intensité physique varie comme les nombres : 1, 10, 100, 1 000, la sensation varie comme les nombres : 0, 1, 2 et 3.

Cause du son	S (en décibels)
Murmure	20
Conversation	50
Bruits d'une rue à gros trafic	80
Avertisseur de voiture	120
Bruit de réacteur d'avion	140

Unité d'intensité acoustique subjective. — Pour tenir compte des propriétés de l'oreille et de l'effet de diffraction de la tête il a fallu utiliser une unité de mesure plus représentative que le décibel (qui n'exprime que le rapport de deux intensités) : elle est appelée *phone*. Comme les sons de fréquence basse et ceux de fréquence élevée paraissent moins forts que les sons de fréquence moyenne de même intensité, on a pris comme référence un son pur de fréquence égale à 1 000 hertz ; par convention : un son d'intensité égale à un phone produit la même sensation auditive qu'un son d'un décibel et de fréquence 1 000 hertz (1 phone = 1 décibel pour un son de fréquence égale à 1 000 hertz).

Les difficultés soulevées par la mesure quantitative d'une sensation sonore empêchent la réalisation d'un appareil de mesure dont les indications seraient comparables à celles que donneraient l'application de méthodes subjectives directes, et cela pour tous les sons rencontrés en pratique. Aussi, comme il n'est possible de mesurer que des pressions ou des variations de pression, les sonomètres ont-ils été adaptés pour simuler les différences de sensibilité de l'oreille humaine. Ce résultat, a été obtenu en insérant un filtre (V. t. 1, Électronique, chap. 12) entre le microphone qui capte les sons et l'indicateur de mesure ; cela permet de modifier le spectre de fréquences et notamment d'atténuer les composantes de basse fréquence. Ainsi les *sonomètres de précision* destinés à mesurer des bruits de natures très diverses et pour lesquels interviennent notamment le spectre de fréquences, la durée, la provenance (source unique ou sources multiples), l'environnement (réfléchissant ou absorbant) fournissent des indications qui correspondent à des niveaux de pression acoustique dits pondérés. Le facteur de pondération du spectre de cette pression est donné par des courbes normalisées (fig. I-6).

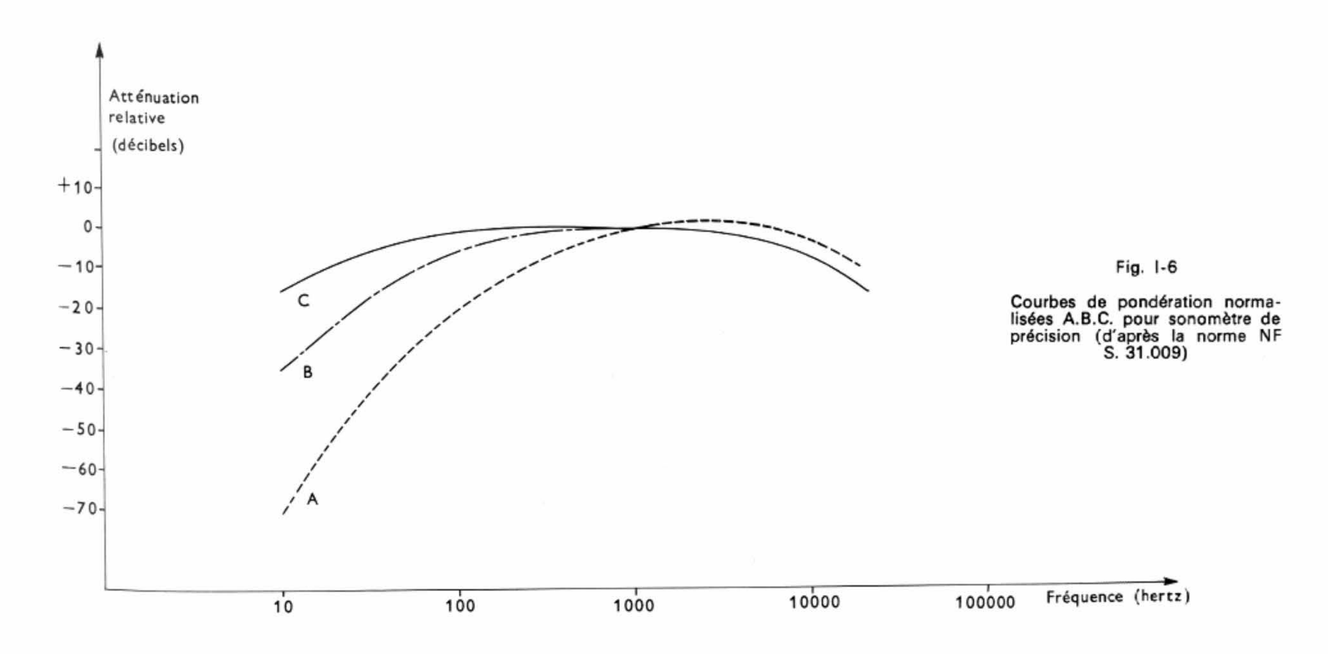
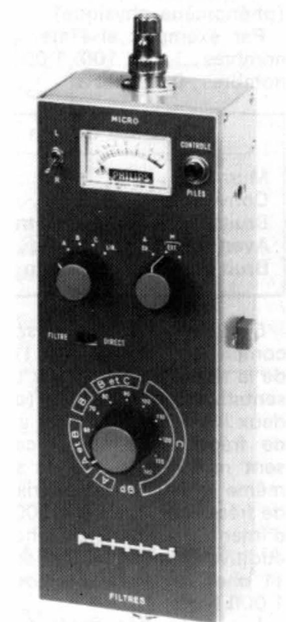


Fig. I-6

Courbes de pondération normalisées A.B.C. pour sonomètre de précision (d'après la norme NF S. 31.009)



Sonomètre (*Philips*)

Trois échelles sont utilisées :

— l'échelle *A* qui correspond à la réponse de l'oreille dans le cas de niveau sonore faible,

— l'échelle *B* qui correspond à la réponse de l'oreille à des sons de niveau sonore modéré.

— l'échelle *C* qui est pratiquement linéaire.

Pour cette raison les niveaux de pression acoustique pondérés sont exprimés en précisant la courbe de pondération utilisée, par exemple : quinze décibels *A* [15 dB (*A*)].

Cependant, il est important d'avoir présent à l'esprit que les décibels *A*, *B* et *C* comme les phones sont définis à partir de résultats statistiques.

Remarque : Les ondes sonores qui parviennent aux deux oreilles d'une personne parcourent des trajets différents du fait de l'écartement de celles-ci. Ces ondes sont donc déphasées.

La différence de phase, importante aux fréquences basses, permet de nous orienter ; aux fréquences élevées, la différence des intensités sonores perçues aurait une influence plus importante que la différence de phase.

3. L'ÉLECTROACOUSTIQUE

Les sons peuvent être enregistrés et reproduits. En général, pour l'enregistrement on est obligé de transformer le son en signal électrique et pour la reproduction on réalise la transformation inverse. C'est pourquoi, en électroacoustique, toute reproduction des sons nécessite la mise en œuvre d'au moins trois dispositifs fondamentaux (fig. I-7) :

— un microphone, c'est-à-dire un transducteur électroacoustique permettant d'obtenir un signal électrique à partir d'ondes acoustiques ;

— un dispositif de traitement du signal électrique et comportant des préamplificateurs, des amplificateurs, des circuits de correction, etc. ;

— un haut-parleur, transducteur électroacoustique conçu pour rayonner dans l'espace une puissance acoustique fonction du signal électrique qu'il reçoit.

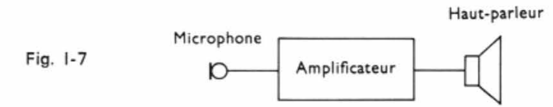


Fig. I-7

Si la reproduction n'est pas immédiate, il faut insérer dans cette chaîne un *dispositif d'enregistrement* et un *dispositif de lecture* (fig. I-8). Selon le procédé utilisé (mécanique, optique ou magnétique), le support matériel de l'enregistrement peut alors être un disque, un cylindre, un film photographique ou une bande magnétique.

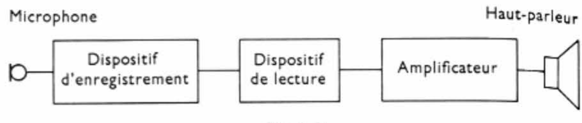


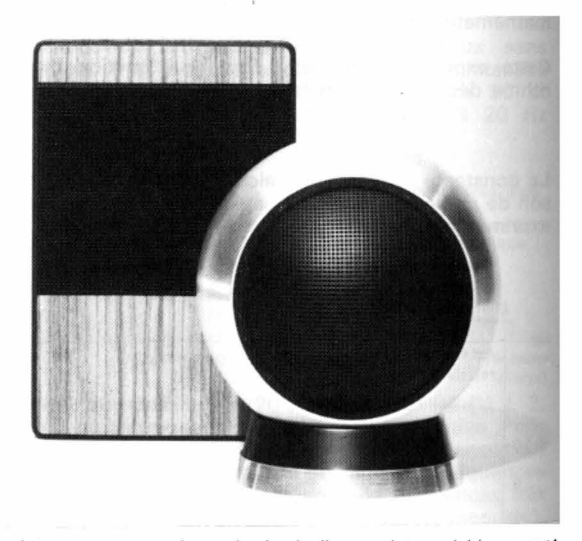
Fig. I-8

Les chapitres qui vont suivre sont consacrés aux transducteurs électroacoustiques (microphones et haut-parleurs) et aux différents systèmes d'enregistrement et de lecture.

4. STÉRÉOPHONIE. QUADRAPHONIE

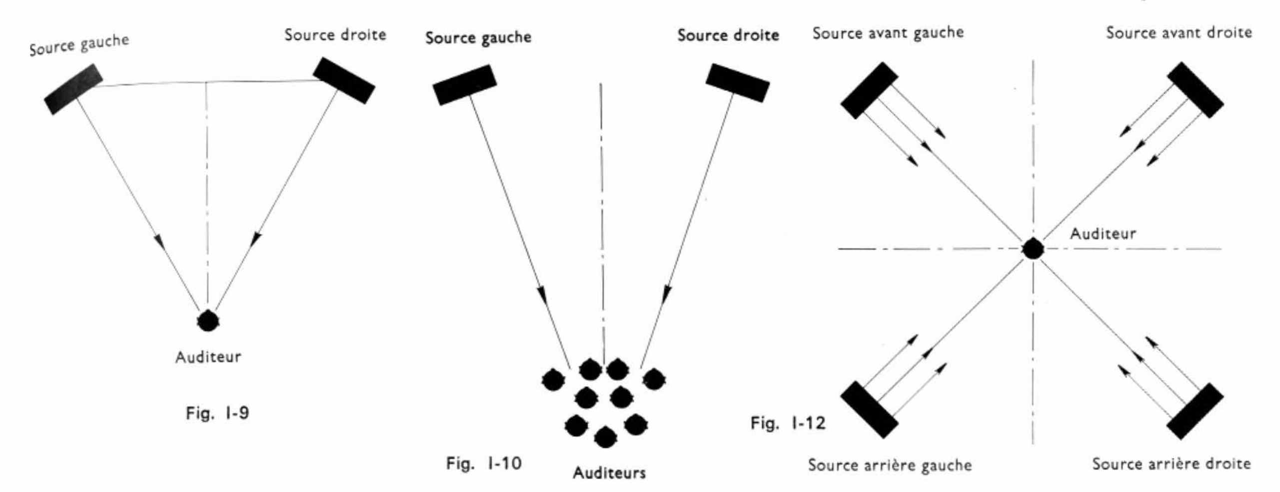
Dans une salle de concert, même si l'orchestre se trouve devant le spectateur, les sons parvenant simultanément à ses oreilles ont parcouru des distances très différentes et suivant des directions très variées. Il en résulte une ambiance sonore qui dépend de multiples paramètres, notamment de la disposition des instruments dans l'orchestre, de l'emplacement de l'auditeur, des dimensions et la forme de la salle, de la nature des matériaux constituant le revêtement intérieur, etc. C'est pour restituer cette ambiance que des techniques particulières de reproduction des sons enregistrés (sur disque ou sur bande magnétique, par exemple) ont été mises au point ; elles sont appelées stéréophonie ou quadraphonie. Dans les deux cas, plusieurs sources sonores sont utilisées en même temps ; elles sont disposées convenablement par rapport à l'auditeur et chaque source diffuse des signaux déterminés.

Toute onde sonore peut être caractérisée par sa direction de propagation, et par sa phase, c'est-à-dire par le temps qui est nécessaire pour qu'elle parvienne (directement ou après réflexions) de la source sonore à l'oreille de l'auditeur. Un système de reproduction idéal devrait comporter une infinité de sources sonores indépendantes, chacune d'elles produisant une onde déterminée de phase et de direction de propagation convenables. Dans la pratique, ne sont utilisés que des systèmes simplifiés à deux voies (stéréophonie classique) ou à quatre voies (quadraphonie). En



Enceintes conçues pour la quadraphonie (les enceintes sphériques sont placées derrière l'auditeur) (*Siemens*)

effet, notre système auditif étant bien plus sensible aux différences de directions dans le plan horizontal que dans le plan vertical, il a été possible de ne disposer les sources que dans un plan horizontal. De plus, l'homme étant particulièrement sensible aux différences d'intensité des sons et à l'écart des temps de transmissions (un écart de trente microsecondes peut être décelé) il a semblé normal d'utiliser un système simple à deux sources. Ainsi en stéréophonie classique, la reproduction est réalisée par l'intermédiaire de deux voies (ou canaux) indépendantes. Les sons reproduits doivent avoir été captés au moyen de deux microphones disposés avec un écartement plus ou moins grand selon que l'on désire accentuer ou réduire l'effet stéréophonique. Schématiquement, lors de l'enre-



gistrement comme au moment de la reproduction, les signaux correspondant à chaque voie sont traités (enregistrés, amplifiés, etc.) séparément (V. chap. 3). Afin de percevoir distinctement les deux sources, l'auditeur doit se placer au sommet d'un triangle isocèle dont les deux autres sommets sont occupés par les sources gauche et droite (fig. I-9). La zone d'écoute que peut occuper l'auditeur pour percevoir l'effet stéréophonique est très limitée; pour que plusieurs personnes puissent y être placées simultanément il est utile de diminuer l'angle au sommet du triangle (point occupé par les auditeurs), c'est-à-dire d'éloigner les sources, et d'augmenter la puissance émise (fig. I-10). Souvent un haut-parleur, alimenté par des signaux correspondant à la somme des signaux des deux voies (droite et gauche), est placé entre les sources principales pour éviter une « zone de silence » (fig. I-11).

Afin de recréer une ambiance encore plus proche de la réalité, deux autres canaux peuvent être utilisés: ils sont appelés canaux *arrière droit* et *arrière gauche*, du fait de leurs positions respectives. Ils sont ajoutés pour tenir compte des réflexions arrières. Si l'ensemble est disposé convenablement (fig. I-12) l'auditeur a une impression de « relief sonore ». Toutefois, précisons qu'il est nécessaire que toutes les réflexions parasites sur les parois de la salle d'écoute soient bien supprimées, c'est-à-dire que la pièce soit spécialement conçue et anéchoïde (fig. I-13).



Chaîne stéréophonique (*Matsushita Electric*)

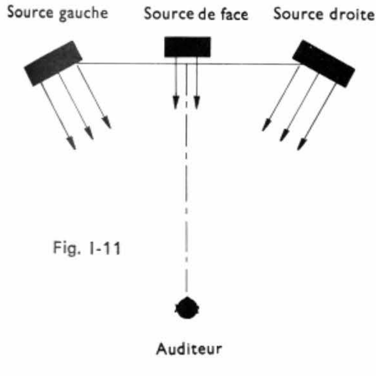


Fig. I-11

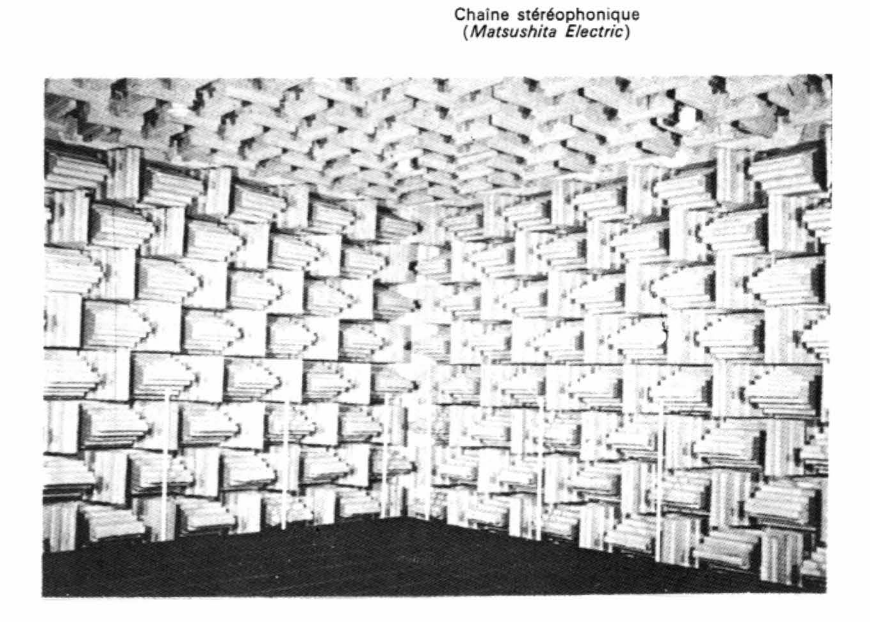


Fig. I-13

Salle anéchoïde du Centre national d'études des télécommunications à Lannion (*C.N.E.T.*)

CHAPITRE II

MICROPHONES

1. PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES D'UN MICROPHONE

Tout microphone comporte un organe sensible aux variations de pression dues à l'onde sonore. Ces variations de pression sont utilisées pour exercer une force sur un système ne pouvant pratiquement pas se déplacer (microphone à pression) ou pour mettre en mouvement un dispositif de faible inertie (microphone à vitesse). Plus précisément, une onde acoustique permet d'obtenir :

— soit la variation d'une résistance électrique de contact (microphone à charbon) ;
— soit la variation de la capacité d'un condensateur (microphone électrostatique) ;
— soit la compression d'un cristal piézoélectrique (microphone piézoélectrique) ;
— soit la variation de la réluctance d'un circuit magnétique (microphone électromagnétique) ;
— soit le déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique (microphone électrodynamique) ;
— soit le déplacement d'une électrode dans un tube électronique (microphone électronique) ;
— soit la variation de l'impédance d'un volume d'air ionisé (microphone ionique).

Dans tous les cas, les forces engendrées par l'onde sonore permettent de moduler un courant à un rythme dépendant uniquement des sons (microphones à charbon, électrostatique, électronique) ou d'engendrer une force électromotrice (microphones piézoélectrique, électromagnétique, électrodynamique).

Pour l'utilisateur, un microphone peut être défini au moyen de plusieurs caractéristiques ; nous allons préciser les principales d'entre elles.

1.1. Efficacité ou sensibilité. — Dans le cas d'ondes sonores se propageant suivant l'axe du microphone, c'est-à-dire normalement à l'organe sensible (diaphragme), l'efficacité E est numériquement égale au quotient de la valeur efficace U_{eff} de la tension alternative obtenue entre ses bornes de sortie et de la pression acoustique p correspondante, appliquée sur le diaphragme : $E = \frac{U_{eff}}{p}$.

L'efficacité dépend de la fréquence du son considéré et également de l'inclinaison de la direction de propagation des ondes par rapport à l'axe du microphone. Elle est exprimée en volts-mètres carrés par newton (symbole : $V\text{-}m^2/N$) ou en volts par microbar (symbole : $V/\mu bar$) ; $1\ V/\mu bar = 10\ V.m^2/N$.

Souvent, il est plus commode de comparer l'efficacité E d'un microphone à une efficacité arbitraire de référence E_r. Cela conduit à définir l'atténuation d'efficacité qui est égale à : $\left(20 \lg \frac{E}{E_r}\right)$; elle est exprimée en décibels.

L'efficacité de référence E_r est prise égale à $10\ V\text{-}m^2/N$.

1.2. Réponse en fréquence (courbe de réponse). — Souvent l'efficacité E d'un microphone est constante tant que la fréquence reste comprise dans un intervalle ΔF déterminé, et elle varie dans des proportions qui peuvent être très importantes lorsque la fréquence est extérieure à cet intervalle. Cela est mis en évidence par la *courbe de réponse* (fig. II-1) du microphone : elle représente les variations d'un nombre égal à $20 \lg \frac{E}{E_0}$ en fonction de la fréquence (E_0 désigne la valeur de l'efficacité pour une fréquence f_0 de l'intervalle ΔF).

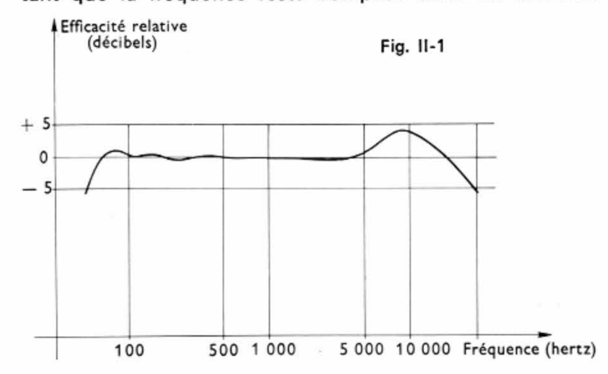


Fig. II-1

1.3. Diagramme directionnel. — Il représente les variations de l'efficacité en fonction de la direction de propagation de l'onde acoustique par rapport à l'axe du microphone. Ce diagramme peut présenter un maximum accentué pour une direction (microphone unidirectionnel) ou plusieurs maximums pour des directions différentes. Dans le cas contraire, le microphone est omnidirectionnel, ou seulement semi-directionnel si la réponse est pratiquement indépendante de la direction de l'onde acoustique incidente dans un angle solide de 2π sr (fig. II-2).

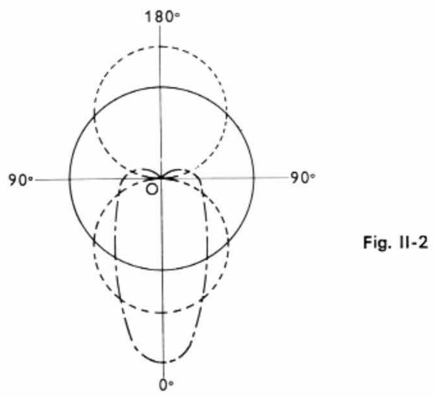


Fig. II-2

—— Diagramme d'un microphone omnidirectionnel
- - - - Diagramme d'un microphone bidirectionnel
—— - Diagramme d'un microphone unidirectionnel

1.4. Impédance interne. — Éventuellement, un microphone peut être caractérisé par la nature et par la valeur de son impédance interne.

2. LE MICROPHONE À CHARBON

C'est le plus ancien microphone mis au point (il fut imaginé par Edison vers 1877). Le charbon, divisé ou pulvérulent (billes de charbon, poussière d'anthracite à grains irréguliers, prismes réguliers de charbon), est placé entre le socle fixe et la membrane mobile (fig. II-3) ; il est soumis à la pression exercée par cette membrane. L'ensemble présente une résistance qui varie avec cette pression. Le courant qui traverse le microphone est donc modulé par le son qu'il reçoit (cela revient à dire que la composante variable de ce courant dépend du signal sonore).

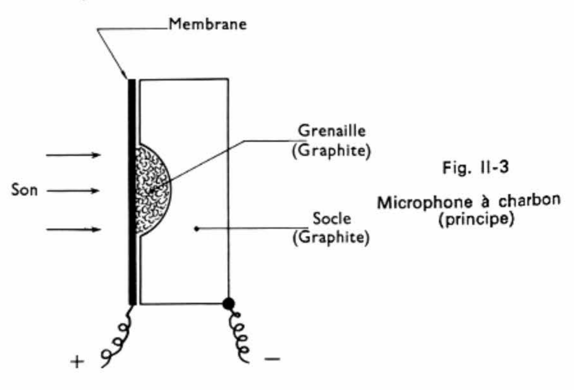


Fig. II-3
Microphone à charbon (principe)

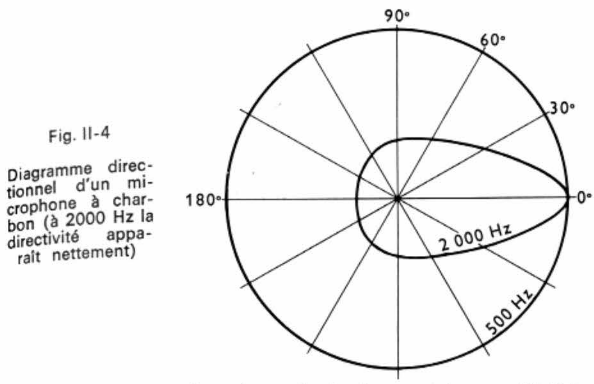


Fig. II-4
Diagramme directionnel d'un microphone à charbon (à 2000 Hz la directivité apparaît nettement)

L'efficacité du microphone à charbon est bonne (l'atténuation d'efficacité est égale à — 35 dB), pour les fréquences du domaine de fonctionnement normal. Il présente une directivité nette, surtout aux fréquences élevées (fig. II-4). Sa résistance interne est comprise entre 200 Ω et 2 000 Ω. Il est surtout utilisé pour équiper les combinés téléphoniques.

3. LE MICROPHONE ÉLECTROSTATIQUE À CONDENSATEUR

Dans ce microphone, l'onde acoustique engendre la variation de la capacité d'un condensateur qui se trouve dans un circuit comprenant une résistance et un générateur (fig. II-5). L'intensité du courant dans le circuit dépend de ces variations; il en est donc de même de la d.d.p. aux bornes de la résistance, c'est-à-dire la tension de sortie du microphone.

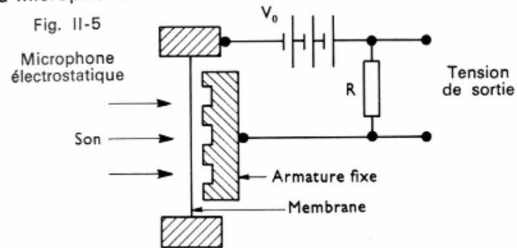


Fig. II-5
Microphone électrostatique

Ces microphones sont omnidirectionnels. Ils sont précis et coûteux. Ils sont utilisés exclusivement en studio ou pour constituer des microphones étalons, c'est-à-dire des appareils dont la réponse, dans des conditions d'utilisation déterminées, est connue avec précision. En effet, si leur efficacité est très faible (atténuation d'efficacité : — 90 dB), leur fidélité est très bonne (de 20 Hz à 20 000 Hz).

4. LE MICROPHONE PIÉZOÉLECTRIQUE

En général, l'élément fondamental d'un microphone piézoélectrique est composé de deux plaquettes d'un corps piézoélectrique (sel de seignette par exemple), placées entre des électrodes métalliques. La pression engendrée par les vibrations sonores entraîne une déformation des lamelles cristallines et la production d'une tension proportionnelle à l'amplitude de la déformation (V. t. 1, Électricité, chap. 11). La d.d.p. engendrée dépend donc directement de l'onde sonore.

L'élément cristallin piézoélectrique comporte deux lames travaillant respectivement à la torsion et à la flexion (fig. II-6). Les lamelles peuvent être soumises à la pression exercée par un diaphragme (fig. II-7) ; elles peuvent aussi être associées en parallèle (microphone à cellules ; fig. II-8).

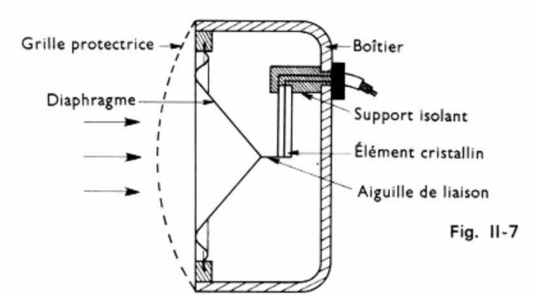


Fig. II-7

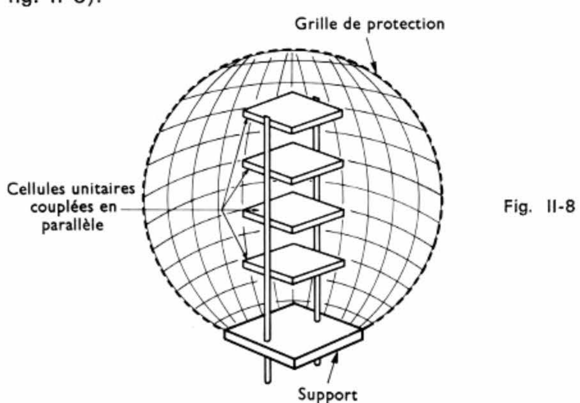


Fig. II-8

Les microphones piézoélectriques sont légers, peu encombrants, robustes et peu coûteux. Ce sont des appareils omnidirectionnels. Ils sont utilisés sous de nombreuses formes, et notamment comme microphones de contact et comme laryngophones. Dans ces deux derniers cas, le microphone est appliqué directement sur un appareil, sur un instrument de musique possédant une caisse de résonance ou sur la gorge de la personne qui parle. Leur efficacité n'est pas très grande ; l'atténuation d'efficacité atteint — 55 dB pour le modèle à diaphragme, et — 85 dB pour celui « à cellules ». De plus, au-delà de 50 °C, ceux qui utilisent le sel de seignette perdent toute efficacité. Ils ne sont pas directifs aux fréquences basses et leur réponse en fréquence est satisfaisante de 50 à 10 000 Hz.

5. LE MICROPHONE ÉLECTRODYNAMIQUE

Dans ce microphone, un conducteur qui a la forme d'un ruban (microphone à ruban, fig. II-9) ou qui constitue une bobine (microphone à bobine mobile, fig. II-10) se déplace sous l'action des ondes acoustiques. Comme ce déplacement se produit dans un champ magnétique constant, une f.é.m. d'induction prend naissance dans ce conducteur (V. t. 1, Électricité, chap. 25) : elle représente le signal électrique correspondant aux ondes sonores qui ont agi sur la membrane du microphone. Les appareils à bobine mobile sont omnidirectionnels, ceux à ruban sont unidirectionnels (microphone à pression ; une seule face est soumise à l'onde sonore) ou bidirectionnels (microphone à vitesse dans lequel les deux faces reçoivent l'onde sonore).

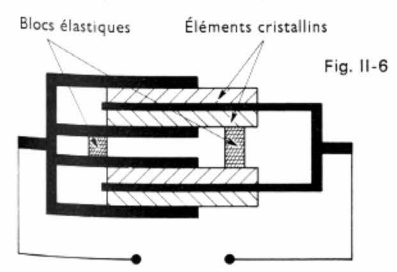


Fig. II-6

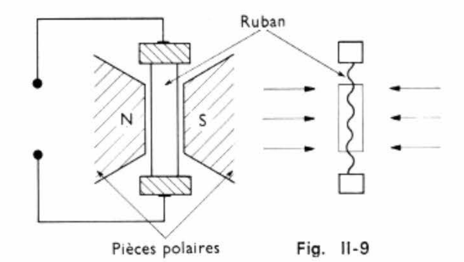


Fig. II-9

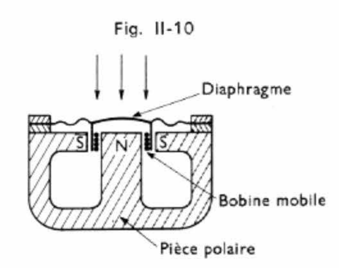
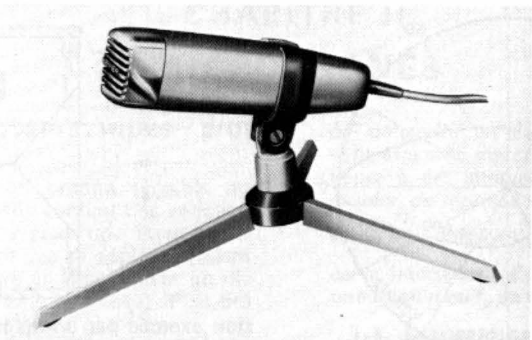


Fig. II-10



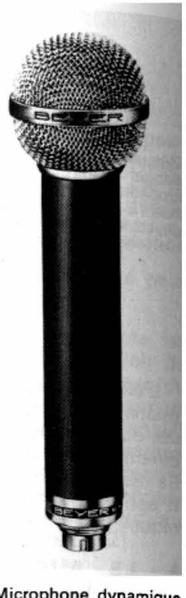
Microphone dynamique unidirectionnel à ruban. Courbe de réponse : 30 — 20000 Hz
Sensibilité à 1 kHz : 0,14 mV/μbar
Impédances : 200 Ω/50 Ω
(*Beyer*)



Microphone dynamique omnidirectionnel à bobine mobile. Courbe de réponse : 70-16000 Hz
Sensibilité à 1 kHz :
0,17 mV/μbar à 500 Ω
Impédances : 500 Ω et 50 kΩ
(*Beyer*)



Microphone « cravate », omnidirectionnel à bobine mobile. Courbe de réponse 30 — 17 000 Hz.
Sensibilité à 1 kHz : 0,13 mV/μbar
Impédances : 200 Ω
(*LEM*)

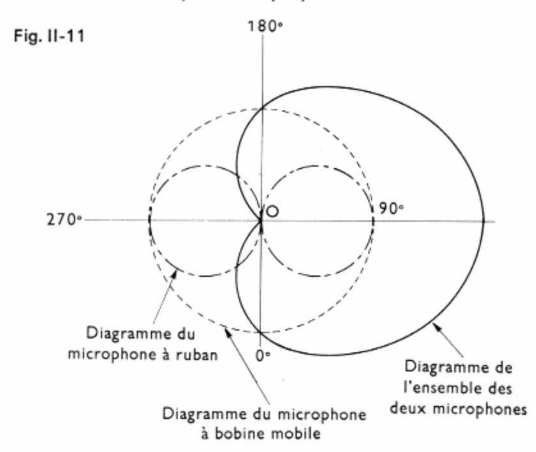


Microphone dynamique cardioïde à ruban.
Courbe de réponse : 50 — 18000 Hz
Sensibilité à 1 kHz : 0,09 mV/μbar
Impédance : 200 Ω
(*Beyer*)

L'association d'un microphone omnidirectionnel (électrodynamique à bobine mobile par exemple) et d'un microphone bidirectionnel (électrodynamique à ruban) permet d'obtenir un système unidirectionnel à diagramme de directivité en cardoïde (fig. II-11).

Ces microphones de faible efficacité (l'atténuation d'efficacité est voisine de — 80 dB) mais dont la fidélité est bonne de 30 à 15 000 Hz, sont principalement utilisés dans les installations de sonorisation intérieure (le modèle à ruban qui fonctionne en microphone à vitesse est très sensible au vent et ne peut être utilisé pour retransmettre un discours ou un concert par exemple).

Fig. II-11



6. AUTRES MICROPHONES

Le *microphone à magnétostriction,* sensible à la pression, utilise le phénomène réversible de la variation de longueur d'un barreau aimanté sous l'action d'une variation de champ magnétique parallèle à son axe. Ce microphone s'utilise en acoustique sous-marine (V. t. 2, Ultrasons).

Le *microphone électronique* fonctionne en contrôlant la variation du flux électronique dans un tube à vide sous l'action du déplacement d'une des électrodes du tube.

Le *microphone thermique* met en œuvre les variations de la résistance d'un conducteur dont la température varie sous l'action des ondes sonores.

Le *microphone ionique* utilise l'interaction d'un plasma ionisé et de l'air qui l'entoure.

Le *microphone canon* et le *microphone à réflecteur* sont destinés à recueillir des sons émis à grande distance (ils sont utilisés, en particulier, pour l'enregistrement des cris des animaux sauvages). Dans certains cas l'effet directif est obtenu au moyen d'un long tube tapissé d'un matériau absorbant ; des ouvertures latérales améliorent le fonctionnement aux fréquences élevées (fig. II-12). Le dispositif

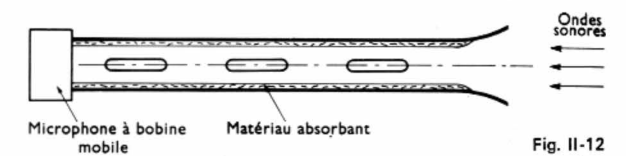


Fig. II-12

transducteur peut être un microphone électrodynamique à bobine mobile. D'autres comportent un long tube (qui peut atteindre deux mètres) percé de nombreuses ouvertures latérales partiellement bouchées par des écrans absorbants ; elles sont destinées à maintenir une même pression acoustique sur le transducteur. Les sons sont reçus sur un diaphragme solidaire d'une bobine mobile (fig. II-13).

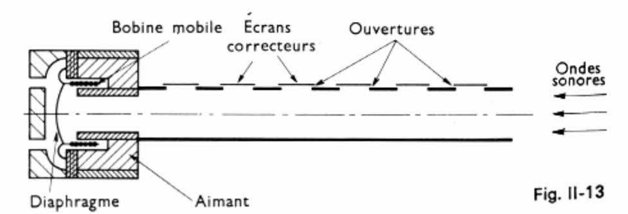


Fig. II-13

Dans le microphone à réflecteur, les ondes sonores reçues sont réfléchies vers un organe transducteur placé au foyer du réflecteur parabolique (fig. II-14).

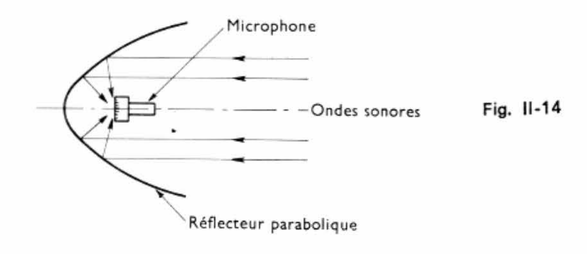


Fig. II-14

CHAPITRE III

HAUT-PARLEURS

1. PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES D'UN HAUT-PARLEUR

Un haut-parleur est un transducteur électroacoustique conçu pour engendrer des ondes sonores dans un espace déterminé. La puissance acoustique obtenue résulte de la transformation de la puissance électrique reçue par l'appareil. En général, cette conversion est réalisée à l'aide d'un système vibrant appelé aussi *moteur;* il permet de mettre en mouvement les couches d'air qui se trouvent dans son voisinage et constitue une véritable source sonore.

Le classement des haut-parleurs peut être fait en tenant compte du principe électrique mis en œuvre dans le moteur (haut-parleur électrodynamique, électrostatique, piézoélectrique, etc.) ou encore en considérant seulement le dispositif d'adaptation placé entre le moteur et l'air ambiant (haut-parleur à pavillon, à cône, etc.).

Un haut-parleur peut être caractérisé :

— par sa *puissance utilisable nominale* P_0 : c'est la puissance électrique qui peut lui être fournie sans risque d'entraîner des distorsions dans la reproduction des sons;

— par son *efficacité E* qui est le rapport de la pression sonore rayonnée p_s et de la racine carrée de la puissance électrique P_0 fournie pour un signal de fréquence égale à 1 000 Hz;

$$E = \frac{p_s}{\sqrt{P_0}}$$

L'efficacité d'un haut-parleur est souvent exprimée en décibels et elle est alors définie par la relation suivante :

$$E' = 10 \lg \frac{p_s}{p_0}$$

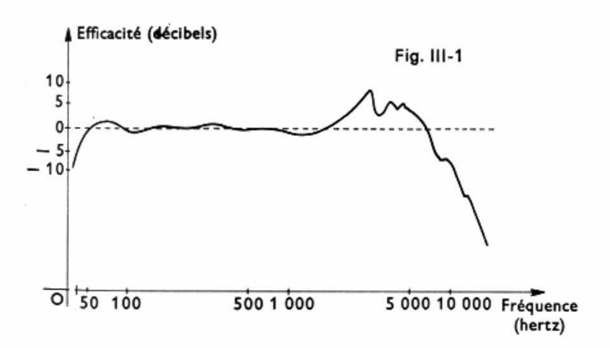
(p_0 étant la pression sonore rayonnée aux fréquences moyennes).

Cette caractéristique du haut-parleur varie avec la fréquence du signal :

— par sa *réponse en fréquence ou courbe de réponse* (fig. III-1) : elle représente l'atténuation (exprimée en décibels) de l'efficacité aux diverses fréquences par rapport à la valeur de cette caractéristique aux fréquences moyennes de la bande passante (dans ce domaine, elle est sensiblement constante) ;

— par son *diagramme directionnel :* pour une fréquence déterminée, il met en évidence l'atténuation de l'efficacité suivant divers azimuts du plan normal à la bouche du haut-parleur. Par exemple, la figure III-2 montre que l'efficacité est maximale dans l'axe du haut-parleur et que la directivité augmente avec la fréquence;

— par son *rendement,* égal au rapport de la puissance acoustique rayonnée et de la puissance nominale appliquée.



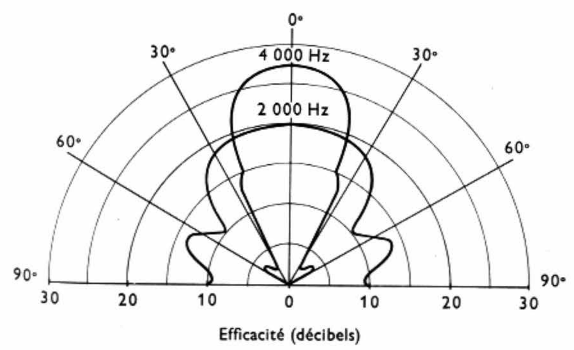


Fig. III-2 — Diagramme de rayonnement sonore d'un haut-parleur pour des fréquences de 2 000 Hz et 4 000 Hz (diagramme directionnel)

2. HAUT-PARLEUR ÉLECTRODYNAMIQUE

L'élément vibrant se réduit à un fil conducteur; il est traversé par le courant électrique fourni par un amplificateur et il se trouve dans un champ d'induction magnétique constant produit par un aimant permanent (haut-parleur à aimant permanent) ou par un électroaimant (haut-parleur à excitation extérieure). Ce conducteur est enroulé pour constituer une bobine qui est maintenue dans l'entrefer d'un circuit magnétique à l'aide d'une couronne en toile gommée ondulée (*spider*) (fig. III-3). Lorsque ce conducteur est traversé par le courant correspondant au signal sonore à reproduire (courant de modulation ou modulation), il est soumis à une force électromagnétique (force de Laplace; V. t. 1, Électricité, chap. 24) et il se déplace. Le sens de cette force change avec le sens du courant : la membrane, qui est solidaire de cet élément moteur, vibre donc à la fréquence du courant. L'amplitude de cette vibration dépend de l'intensité de la force électromagnétique, elle-même fonction de l'intensité du courant dans le conducteur.

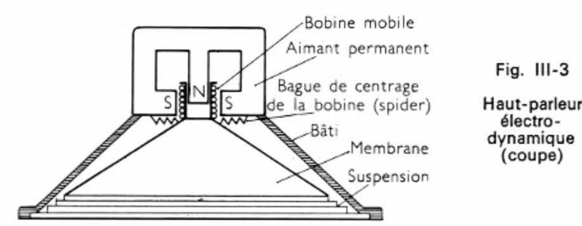


Fig. III-3 Haut-parleur électro-dynamique (coupe)

Dans un haut-parleur dit *à radiation directe,* l'élément vibrant agit directement sur l'air du milieu ambiant. Le rayonnement de la puissance sonore est réalisé à l'aide d'une membrane, conique ou elliptique, qui se déplace librement, d'un mouvement de translation car elle est fixée au bâti du haut-parleur à l'aide d'une suspension très souple. Dans une certaine mesure les dimensions des membranes déterminent les fréquences des signaux qui peuvent être reproduits. En effet, si au-dessous d'une certaine fréquence la membrane se meut comme un piston, en revanche, aux hautes fréquences, son comportement est très complexe : son manque de rigidité entraîne des déformations de surface et un régime d'ondes stationnaires parasites peut même s'établir et diminuer considérablement l'efficacité du haut-parleur. De plus, dans ce domaine de fréquences, l'inertie de l'équipage mobile réduit encore l'efficacité (V. fig. III-1).

Une membrane de forme conique permet notamment de reproduire des sons de fréquences basses et cela d'autant plus fidèlement que son diamètre est plus grand. Une membrane elliptique réalise un compromis et, avec des dimensions réduites, assure la reproduction d'une bande de fréquences assez étendue.

Des distorsions non linéaires altèrent la reproduction sonore si le flux magnétique n'est pas constant au travers de la bobine en mouvement, si la membrane se déforme ou si l'élasticité des suspensions varie avec l'élongation. Ce haut-parleur reste cependant le plus utilisé car il permet de reproduire fidèlement des signaux ayant des fréquences comprises entre 40 et 10^4 Hz.

Dans un haut-parleur *à diaphragme plan,* la membrane conique est remplacée par un diffuseur plan de grandes dimensions. L'emploi de matières plastiques, notamment du polystyrène expansé, a permis de réaliser des diffuseurs à la fois rigides et très légers (malgré leurs dimensions). Ce haut-parleur est très plat et sa construction est simple; il présente des avantages certains pour la restitution des sons graves.

Le haut-parleur *à chambre de compression* (fig. III-4) comporte un très petit diaphragme qui se meut comme un piston, entraînant une variation du volume d'une chambre communiquant avec l'extérieur par de petits

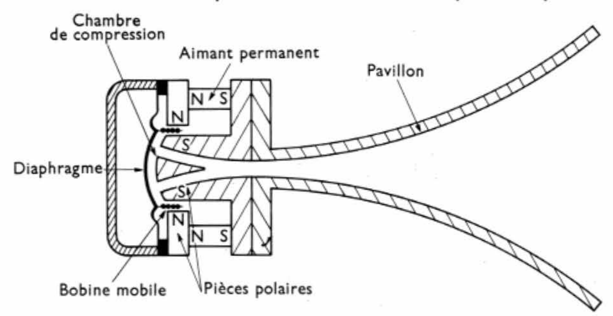


Fig. III-4 — Haut-parleur électrodynamique à chambre de compression

orifices. Les sections de la chambre et des orifices débouchant dans le pavillon étant très différentes, les vibrations du diaphragme, qui correspondent à de fortes pressions et de petites vitesses, sont transformées en vibrations de faibles pressions et de grandes vitesses, comme celles de l'air libre (adaptation de l'appareil à l'air à mettre en mouvement). Le pavillon est un tube de section variable, destiné à améliorer le rendement du haut-parleur en accroissant le rayonnement de la source sonore. Afin d'en diminuer l'encombrement, le tube est parfois replié sur lui-même, il est alors appelé *pavillon réflexe* (fig. III-5). Il peut aussi

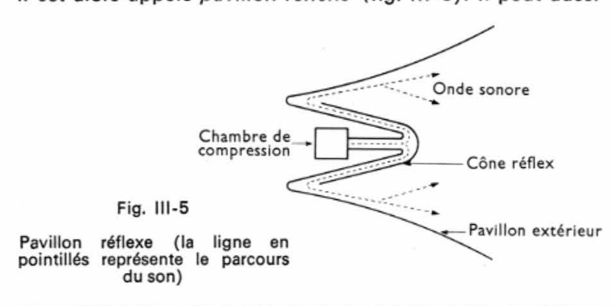


Fig. III-5

Pavillon réflexe (la ligne en pointillés représente le parcours du son)

se présenter sous la forme d'une corne multicellulaire qui permet de mieux contrôler la directivité de la radiation. Le rendement de ce haut-parleur atteint 25 %, alors que celui du modèle à radiation directe ne dépasse guère 5 %. Cependant, afin d'éviter de trop grandes amplitudes du diaphragme aux basses fréquences, ce haut-parleur est alimenté à travers un filtre passe-haut (V. t. 1, Électronique, chap. 12) : il ne convient donc pas pour des sons de fréquences inférieures à 250 Hz. Toutefois, il est fréquemment utilisé pour les sonorisations en plein air.

3. AUTRES HAUT-PARLEURS

3.1. Haut-parleur électrostatique ou à condensateur (fig. III-6). — L'élément vibrant d'un haut-parleur électrostatique est une armature mobile de condensateur. Elle se déplace sous l'action des forces électrostatiques qui s'exercent sur les plaques du condensateur lorsqu'une tension est appliquée aux bornes de ce dernier. L'armature mobile, feuille de plastique métallisée très souple, peut

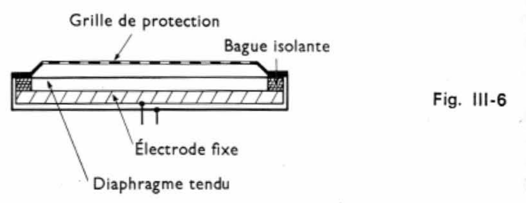
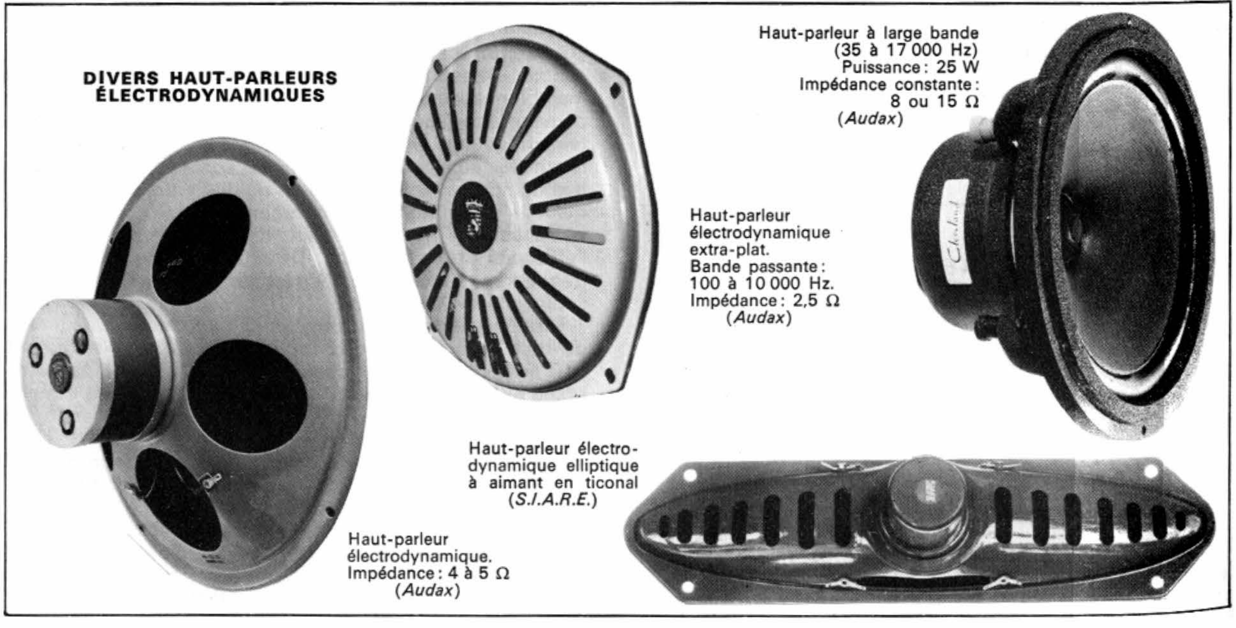


Fig. III-6

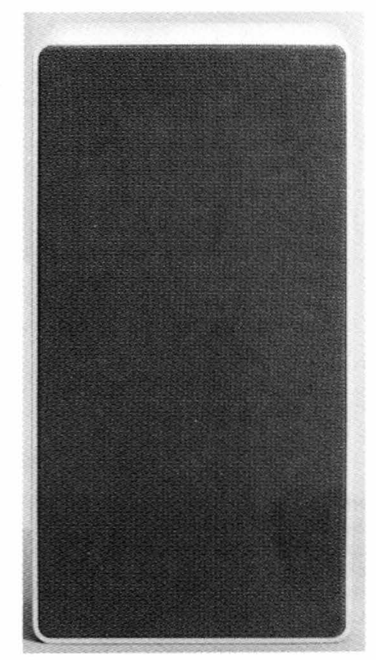
suivre les variations de cette force, alors que l'autre plaque, rigide comme celle d'un condensateur ordinaire, reste immobile. Le haut-parleur électrostatique s'emploie surtout pour reproduire les sons aigus. Il est relativement encombrant et nécessite un transformateur électrique élévateur de tension.

3.2. Haut-parleur piézoélectrique. — Les vibrations d'un cristal piézoélectrique, soumis à une différence de potentiel alternative correspondant aux sons à reproduire, sont transmises à une membrane. Ces haut-parleurs permettent de reproduire les sons de fréquences élevées, supérieures à 5 000 Hz.

3.3. Haut-parleur à ruban. — C'est un haut-parleur électrodynamique; le conducteur est un ruban plat dont la plus grande surface est normale à la direction de propagation des ondes sonores. Ce conducteur est tendu dans un champ magnétique transversal; il vibre lorsqu'il est traversé par le courant de modulation. Il permet de reproduire des sons dont les fréquences atteignent 25 kHz.







Enceinte acoustique Hi-Fi. Puissance admissible : 55 W Bande passante : 43 à 20 000 Hz. Trois haut-parleurs Impédance : 4 à 5 Ω (*Siemens*)

Enceinte acoustique Puissance admissible : 60 W. Bande passante : 30-20 000 Hz. Trois canaux et trois haut-parleurs. Impédance : 8 Ω (*Matsushita Electric*)

3.4. Haut-parleur orthophase. — Son principe est semblable au précédent : il consiste en la juxtaposition de rubans fixés sur une plaque de matière plastique légère dont la surface est suffisamment grande pour permettre la suppression du pavillon. La restitution des sons est très satisfaisante pour les fréquences moyennes et hautes.

3.5. Remarque. — D'autres types de haut-parleurs, moins répandus, ont été mis au point :

— les haut-parleurs à armature magnétique où la vibration est produite par l'attraction magnétique d'une armature ferromagnétique ;

— les haut-parleurs à magnétostriction qui mettent en œuvre les variations des dimensions d'un corps magnétostrictif soumis à un champ d'induction alternatif produit par le courant de modulation ;

— les haut-parleurs pneumatiques, dans lesquels le son provient de la modulation d'un courant gazeux.

4. ASSOCIATION DE HAUT-PARLEURS. BAFFLES. ENCEINTES ACOUSTIQUES

Pour obtenir une reproduction fidèle des signaux sonores, il est possible de grouper plusieurs haut-parleurs caractérisés par des réponses en fréquence différentes. Ainsi, un ou plusieurs haut-parleurs électrodynamiques de diamètres différents, qui permettent de reproduire fidèlement les sons graves et les médiums, peuvent être associés à plusieurs haut-parleurs pour sons aigus (des *tweeters*, comme des haut-parleurs piézoélectriques ou électrostatiques). Des filtres sont alors prévus pour séparer les signaux électriques qui doivent parvenir aux différents haut-parleurs. La figure III-7 donne le schéma d'un équipement à trois voies destiné à répartir le signal entre trois haut-parleurs. L'alignement de plusieurs haut-parleurs

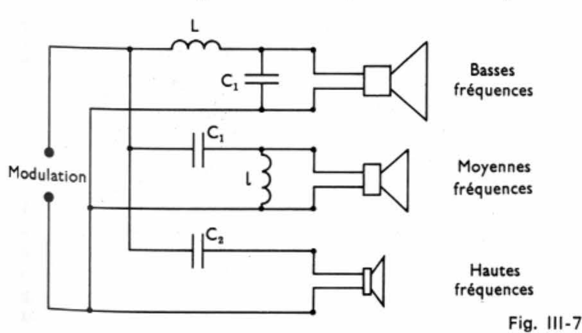


Fig. III-7

identiques dans une enceinte acoustique permet d'obtenir un ensemble directif. Ce dispositif est utilisé dans les locaux très réverbérants.

Pour éviter le rayonnement par la partie arrière et le risque d'interférence avec le son rayonné par la face avant, le haut-parleur peut être placé dans un *baffle* (fig. III-8 a). Cependant, ce dispositif n'est plus guère utilisé, le haut-parleur, ou le groupe de haut-parleurs, est le plus souvent enfermé dans une *enceinte acoustique* de forme plus ou moins complexe. Les différents perfectionnements ont pour but d'utiliser au mieux la puissance fournie aux haut-parleurs (utilisation de l'onde produite par la face arrière de la membrane) et d'étendre le domaine de fréquences des sons reproduits, par exemple en augmentant l'intensité des sons graves à l'aide de résonances dans l'enceinte.

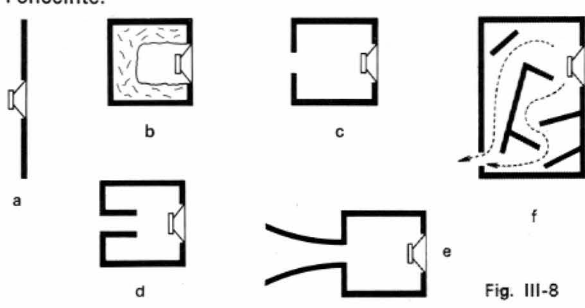


Fig. III-8

Certaines enceintes acoustiques sont complètement fermées (fig. III-8 b) et un tapissage intérieur absorbant (laine de verre par exemple) permet de supprimer l'onde arrière. Elles sont très utilisées parce qu'elles assurent une reproduction acceptable des sons graves tout en ayant des dimensions réduites. L'onde arrière est partiellement utilisée dans certaines enceintes qui comportent une ouverture, ou évent, pratiquée dans la paroi arrière : elles sont appelées *enceintes antirésonnantes* ou « bass-reflex » (fig. III-8 c). L'évent peut se prolonger en conduit accordé interne (fig. III-8 d) ou externe (fig. III-8 e) ; celui-ci peut être replié en labyrinthe complexe pour diminuer l'encombrement (fig. III-8 f).

Il est également possible d'utiliser le volume d'air contenu dans l'enceinte pour réaliser un couplage pneumatique entre le haut-parleur et un radiateur passif placé dans le même plan frontal (fig. III-9). Ce radiateur passif se compose d'un diaphragme rigide, de même diamètre que le haut-parleur ; il est suspendu très souplement. Aux basses fréquences, les deux diaphragmes se déplacent

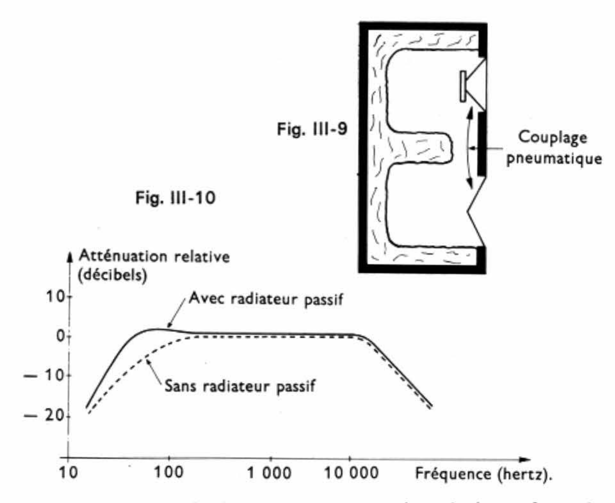


Fig. III-9

Fig. III-10

en phase ; il en résulte une augmentation de la surface de radiation et une amélioration sensible des performances dans ce domaine (fig. III-10). Les distorsions dues au défaut de linéarité des suspensions du cône (la rigidité élastique augmente avec l'élongation ; V. ci-dessus) sont supprimées lorsque l'élasticité du coussin d'air compris dans l'enceinte close est substituée à l'élasticité d'un dispositif mécanique. Les suspensions ne servent plus qu'à centrer les pièces, et le rappel du cône est assuré par l'air enfermé dans l'enceinte (il agit comme un ressort pneumatique pratiquement linéaire pour les taux de compression qui lui sont appliqués). Ces enceintes, rigides et étanches, sont remplies d'un matériau absorbant spécial.

5. ÉCOUTEURS

Les écouteurs sont des récepteurs électroacoustiques utilisés pour produire des signaux sonores peu intenses. Comme les haut-parleurs ils permettent la transformation d'une puissance électrique en une puissance sonore ; les moyens mis en œuvre sont les mêmes dans les deux cas ; seules les valeurs des puissances mises en jeu diffèrent. Du fait ce cette similitude nous ne décrirons que les écouteurs les plus fréquemment employés.

5.1. Écouteur électromagnétique. — Dans cet appareil, les sons sont engendrés par les vibrations d'une membrane (diaphragme) placée dans un champ magnétique convenable (fig. III-11). Celui-ci est la superposition d'un

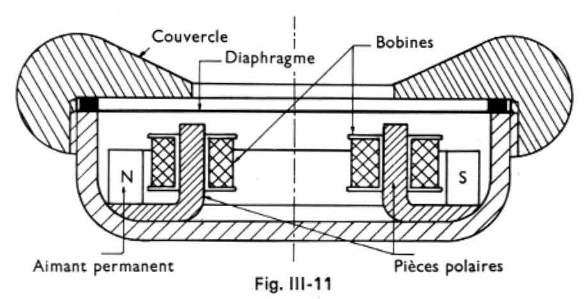


Fig. III-11

champ constant obtenu à l'aide d'un aimant permanent et d'un champ variable fourni par des bobines traversées par le courant correspondant aux signaux sonores à reproduire. La membrane est encastrée sur ses bords et placée devant les bobines ; elle ferme le circuit magnétique en laissant toutefois un entrefer suffisant pour permettre ses déplacements.

La membrane étant en métal ferromagnétique, elle est plus ou moins attirée vers les pièces polaires portant les bobines selon que l'induction magnétique résultante est grande ou faible. Tant que les vibrations ont une amplitude suffisamment petite, à chaque instant le déplacement de la membrane est proportionnel à l'intensité du courant. Lorsque cette amplitude devient trop grande, des distorsions altèrent la reproduction des sons.

Ces écouteurs présentent une bande passante réduite (de 100 à 2 000 Hz) et leur impédance interne inductive est souvent comprise entre 200 Ω et 2 000 Ω à la fréquence de 1 kHz. Ce sont des écouteurs dont les qualités acoustiques sont médiocres mais dont l'efficacité est bonne en général. Ils équipent fréquemment les postes téléphoniques d'abonnés.

5.2. Écouteur électrodynamique. — Un écouteur électrodynamique est constitué d'une bobine légère, solidaire d'un diaphragme nervuré et placée entre les pôles d'un aimant permanent (fig. III-12). Lorsque la bobine est traversée par le courant correspondant aux sons à reproduire, elle est soumise à une force alternative et le diaphragme se déplace à la manière d'un piston. La puissance rayonnée est faible car la surface du diaphragme est petite et mal adaptée pour engendrer des vibrations dans l'atmosphère.

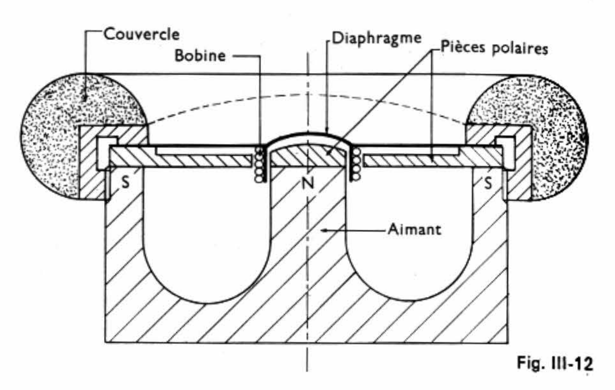


Fig. III-12

L'impédance interne de ces écouteurs est faible : 10 à 20 Ω. Pour fonctionner, ils doivent être associés à des amplificateurs. Leur bande passante très étendue les fait souvent choisir pour équiper des ensembles de haute qualité.

5.3. Écouteur électrostatique. — Un écouteur électrostatique comporte une membrane mobile suspendue, qui est l'une des armatures d'un condensateur dont l'autre armature est fixe et rigide. Dans cet appareil c'est donc une force variable, exercée par l'armature fixe sur l'armature mobile, qui permet d'engendrer des vibrations sonores. Comme dans un microphone électrostatique, cette force de nature électrostatique (V. t. 1, Électricité, chap. 21 § 1) est obtenue en appliquant entre les armatures une tension de polarisation constante et une tension variable correspondant aux signaux sonores à reproduire. Dans certains

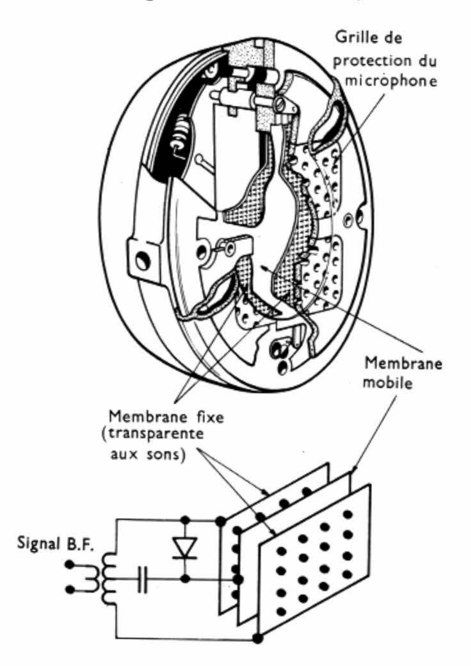


Fig. III-13
(d'après Koss)

écouteurs la d.d.p. de polarisation est elle-même engendrée à l'intérieur de l'appareil, par redressement de la tension variable appliquée à l'entrée de l'appareil (fig. III-13).

Ces écouteurs présentent une grande impédance d'entrée ce qui nécessite l'emploi d'un transformateur de liaison. La puissance d'entrée peut être très grande (jusqu'à 10 W) et leur bande passante est très étendue (de 15 à 15 000 Hz, par exemple). Ils sont utilisés en studios et pour les reproductions de haute fidélité.

Remarque

Des écouteurs de type piézoélectrique sont également utilisés, notamment pour des applications spéciales mettant en œuvre la conduction osseuse du crâne. Signalons aussi un écouteur fondé sur le même principe qu'un haut-parleur orthophase : il comporte un serpentin imprimé, de masse inférieure à 0,2 g, placé dans un champ magnétique.

Souvent les écouteurs sont groupés par deux et forment un casque. Cette disposition permet d'isoler chaque oreille. Pour une écoute stéréophonique il suffit d'appliquer le signal de chaque canal à l'écouteur correspondant.



Écouteur dynamique stéréophonique (*Beyer*)

CHAPITRE IV

ENREGISTREMENT ÉLECTROMÉCANIQUE SUR DISQUES

Le son étant un phénomène vibratoire, l'une des premières techniques qui vient à l'esprit pour fixer un signal acoustique sur un support matériel est d'utiliser les vibrations sonores pour produire des vibrations mécaniques et provoquer une gravure dans un support. Cette transformation est réalisée indirectement par l'intermédiaire du courant électrique. Dans un premier temps, les vibrations sonores sont transformées en signal électrique à l'aide d'un microphone ; dans un second temps, le signal électrique, traité et amplifié, commande un transducteur électromécanique qui permet de graver l'information sur un disque. Un processus, inverse du précédent, est mis en œuvre pour la reproduction des sons ; un transducteur électromécanique, appelé *cellule phonocaptrice*, est utilisé pour obtenir un signal électrique à partir de vibrations mécaniques ; après amplification, ce signal parvient à un haut-parleur qui fournit des signaux sonores.

1. GRAVURE DES DISQUES

Les vibrations mécaniques, imprimées à un outil graveur, sont utilisées pour tracer un sillon à la surface d'un disque. Pendant que le disque tourne à vitesse angulaire constante, le graveur est déplacé suivant un rayon à l'aide d'un chariot mû par une vis (vis mère) entraînée par un moteur (fig. IV-1).

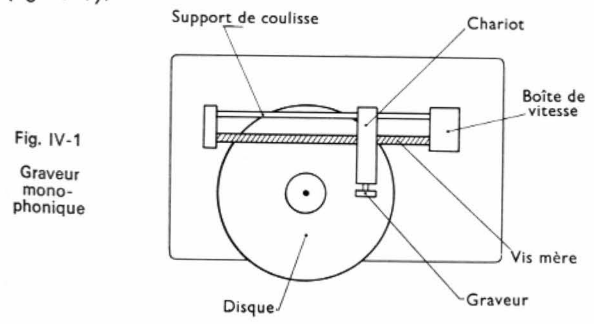


Fig. IV-1 Graveur monophonique

En l'absence de signal électrique, le graveur se déplace d'un mouvement rectiligne et uniforme ; le sillon tracé est une spirale dont le pas dépend de la fréquence de rotation du disque, du pas de la vis-mère d'entraînement et du rapport des fréquences de rotation du disque et de la vis (possibilité de faire varier le pas).

La fréquence de rotation des anciens disques était de 78 tours par minute et le sillon creusé était large (fig. IV-2 a). Les *disques à microsillons*, appelés couramment *microsillons*, possèdent un sillon plus petit (fig. IV-2 b) et ils doivent être entraînés à des fréquences de rotation beaucoup plus faibles (45 tr/mn, 33 1/3 tr/mn, 16 2/3 tr/mn). Il y a 80 à 130 sillons par centimètre sur un disque à microsillons (contre 29 à 44 sillons par centimètre sur les disques dits 78 tours).

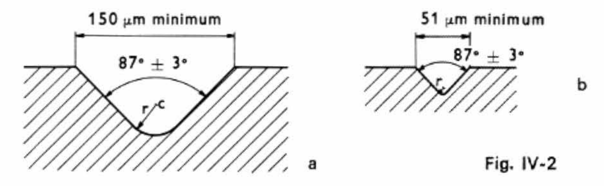


Fig. IV-2

Lorsqu'un signal électrique est appliqué, des oscillations de faibles amplitudes se superposent au mouvement précédent, et plusieurs cas sont à considérer selon que le disque est monophonique, stéréophonique ou quadraphonique.

1.1. Disque monophonique. — Avec les graveurs employés, le burin de gravure oscille suivant un rayon du disque et parallèlement à la surface de celui-ci : il se déplace de part et d'autre de la spirale tracée en l'absence de signal. L'enregistrement est dit en *écriture latérale*. Le sillon obtenu est de *profondeur constante* et ses deux bords sont toujours parallèles (fig. IV-3). Ces bords dessinent des ondulations dont l'amplitude dépend de la fréquence et de l'amplitude du signal électrique appliqué au graveur. En particulier, pour un signal sinusoïdal d'amplitude constante, l'amplitude des oscillations est inversement proportionnelle à la fréquence.

Lorsque les sons ont des fréquences relativement basses,

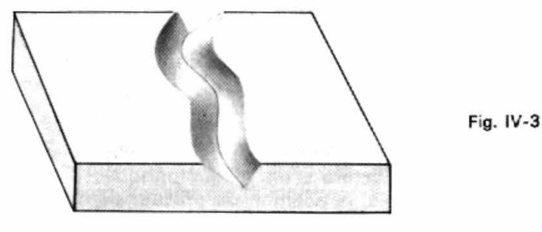


Fig. IV-3

le burin effectue des déplacements de grande amplitude. Il faut les limiter au moment de la gravure du disque pour éviter des chevauchements de sillons (la gravure est dite « à amplitude constante »). Inversement, les sons de grandes fréquences ne provoquent que des mouvements de faible amplitude et il est nécessaire d'augmenter légèrement leur importance; cette accentuation des aigus a pour but d'éviter que la trace obtenue ne se confonde avec les irrégularités du sillon (produites par le moulage par exemple) et que les sons correspondants soient masqués par le bruit de souffle parasite.

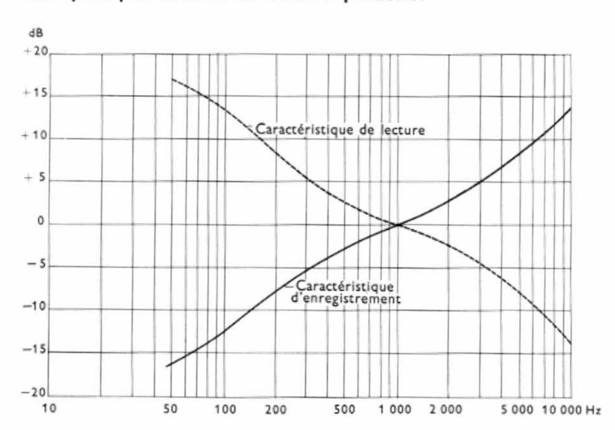


Fig. IV-4 — Caractéristiques d'enregistrement et de lecture des disques à microsillons

Actuellement, la gravure des disques à microsillons utilisés pour des reproductions monophoniques est réalisée à amplitude constante, quelle que soit la fréquence des sons enregistrés. La figure IV-4 donne les caractéristiques d'enregistrement et de lecture correspondant aux normes RIAA-CIE; il faut noter que les courbes de lecture et d'enregistrement sont choisies de façon à rendre linéaire la courbe de transmission globale.

Dans certains cas, pour augmenter la longueur de l'enregistrement, la gravure est *à pas variable;* les sillons sont resserrés lorsque le signal enregistré correspond à un passage musical « pianissimo ». Aucun chevauchement n'est à craindre car la position du chariot supportant le graveur dépend alors de l'amplitude du signal. Pour cela, un enregistrement sur bande magnétique est utilisé: une tête de prélecture commande le chariot et l'amène dans la position désirée, au moment précis où les signaux fournis par la tête de lecture parviennent au graveur (fig. IV-5).

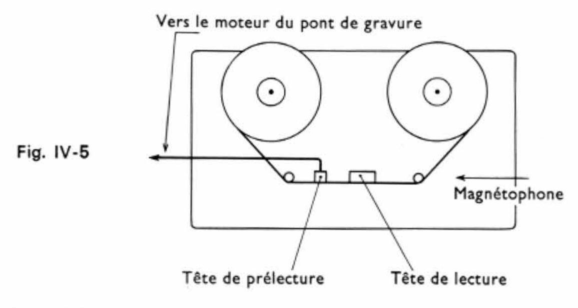


Fig. IV-5

1.2. Disque stéréophonique. — L'enregistrement des sons correspondant à la *voie droite* et à la *voie gauche* (V. chap. 1) ne nécessite pas la gravure de deux sillons: les deux signaux peuvent, en effet, être inscrits dans le même. Il est possible d'utiliser la gravure latérale pour une voie et la gravure verticale pour l'autre voie. Plus généralement, les deux signaux sont enregistrés chacun sur un flanc du sillon; cette gravure est dite « deux fois 45° », parce que les deux flancs sont inclinés à 45° par rapport à la surface du disque.

Les deux signaux sont fournis par deux microphones ou par deux têtes de lecture d'un magnétophone; pour la gravure à pas variable, la position du graveur dépend des signaux captés par deux têtes de prélecture. Pour la gravure deux fois 45°, le burin de gravure se déplace d'un seul côté de la ligne médiane s'il reçoit des signaux d'une seule voie (par exemple, déplacement vers la droite pour des signaux provenant de la voie droite), et de part et d'autre si des signaux provenant des deux voies doivent être enregistrés simultanément. Le sillon obtenu ne présente donc plus des bords parallèles comme celui d'un disque pour reproduction monophonique (fig. IV-6).

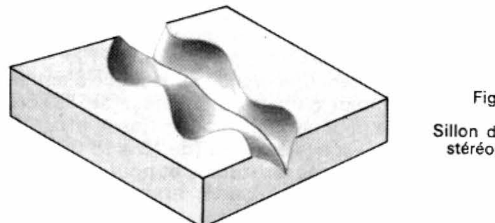


Fig. IV-6

Sillon d'un disque stéréophonique

La gravure deux fois 45° présente un grand avantage: tout se passe comme si un signal, correspondant à la *différence des signaux* des deux voies, était enregistré suivant la *direction verticale* tandis que, suivant la *direction perpendiculaire*, il y aurait enregistrement d'un signal correspondant à leur somme. Autrement dit, la gravure latérale correspond à un enregistrement monophonique: un lecteur monophonique, dont la pointe de lecture a des dimensions suffisamment réduites, peut être employé pour la lecture d'un tel disque stéréophonique. Nous obtenons alors une reproduction monophonique (somme des signaux des deux voies) à partir de l'enregistrement stéréophonique. Cette gravure est dite *universelle* ou *compatible*. Les déplacements verticaux que doit effectuer l'organe de lecture constituent cependant une gêne et les fabricants ont été amenés à modifier légèrement certains signaux pour que la compatibilité soit la plus grande possible.

1.3. Disque quadraphonique. — Le problème est ici d'enregistrer quatre voies (V. chap. 1) dans le même sillon tout en conservant les modulations droite et gauche sur les flancs correspondants, afin de garder une gravure compatible avec une lecture stéréophonique. Un procédé utilisé consiste à combiner, dans un appareil appelé *encodeur*, les signaux des voies avant gauche et arrière gauche d'une part et des voies avant droite et arrière droite d'autre part. Les modulations des voies avant restent les mêmes qu'en stéréophonie, tandis que les signaux des voies arrière sont codés d'une autre façon dite *modulation circulaire* (fig. IV-7). Les signaux

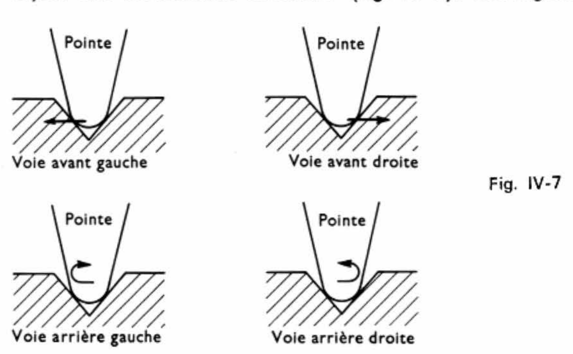


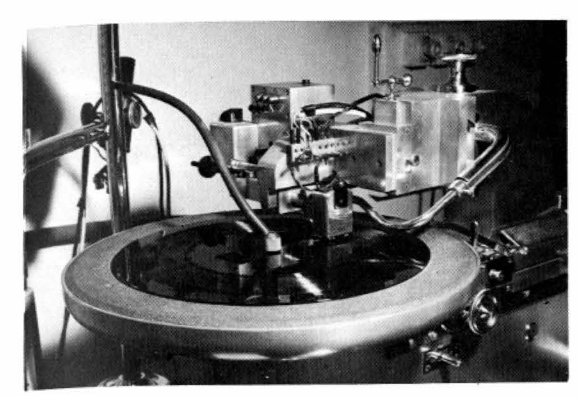
Fig. IV-7

correspondant aux deux voies avant impriment au graveur le même mouvement que lors d'un enregistrement stéréophonique et les deux voies arrière tendent à lui communiquer un mouvement circulaire dans un plan perpendiculaire à la surface du disque. La gravure obtenue est complexe et un « décodeur » est nécessaire pour reconstituer les quatre voies lors de la lecture.

2. GRAVURE D'UN DISQUE ORIGINAL

2.1. Le support. — Le support est un disque verni constitué d'un flan épais d'un millimètre, généralement en aluminium, recouvert sur ses deux faces d'une laque

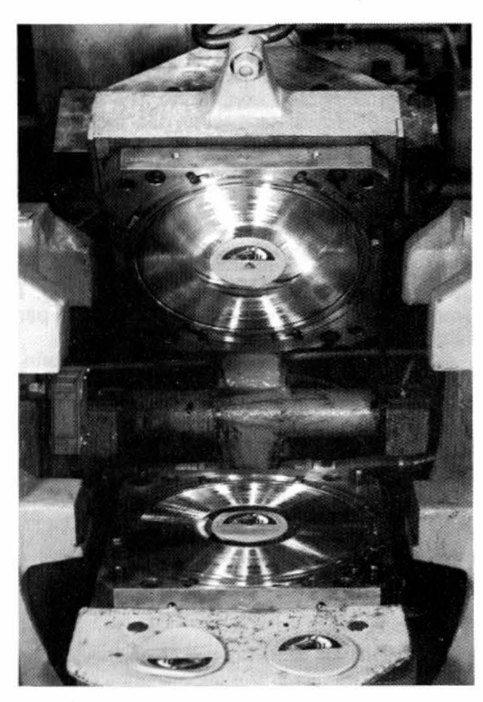
FABRICATION D'UN DISQUE



Studio de report : le graveur en action (*Poirier-Pathé-Marconi*)



Passivation d'une mère avant électrolyse (*Gorne-Atlas-Photo*)



Détail de la presse à disques (*Poirier-Pathé Marconi*)

cellulosique qui constitue le milieu d'enregistrement. Les matières de base du vernis sont la nitrocellulose, des plastifiants, des solvants et un colorant. La composition et le choix des composants dépendent des qualités requises parmi lesquelles figurent l'adhérence de la couche de vernis sur l'âme métallique et la facilité de coupe de la matière. Une certaine « raideur » est nécessaire pour obtenir une coupe facile et une gravure précise des sons de grande fréquence.

2.2. Le graveur. — Tous les systèmes transducteurs (électrodynamique, électromagnétique, piézoélectrique, etc.) sont utilisables comme outils graveurs. Cependant, dans la pratique, le graveur électrodynamique est le seul qui soit employé. Il est analogue à un appareil de mesure magnétoélectrique (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 3) : il comporte un cadre qui peut pivoter dans l'entrefer d'un aimant où l'induction est constante et radiale (fig. IV-8). Le cadre est parcouru par le courant venant d'un amplificateur qui reçoit les signaux produits par le microphone. Les conducteurs de ce cadre sont donc soumis à des forces électromagnétiques et les déplacements du cadre sont fonction de l'intensité du courant.

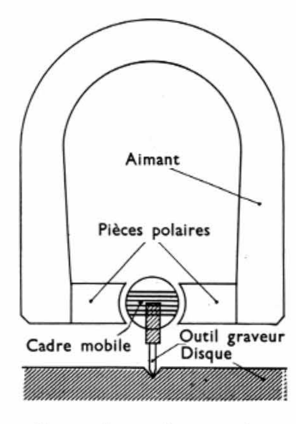


Fig. IV-8

Graveur électrodynamique

C'est également un graveur électrodynamique qui est utilisé pour la gravure des disques stéréophoniques ; son fonctionnement est identique à celui d'un graveur de disques monophoniques. Cependant, alors que dans ce dernier le burin ne peut se déplacer que latéralement, dans le graveur stéréophonique il oscille selon deux directions perpendiculaires. Pour ce mouvement, le graveur comporte deux bobines ayant leurs axes perpendiculaires et recevant chacune les signaux d'une voie ou une combinaison des signaux des deux voies (l'une la somme et l'autre la différence des signaux).

Comme tout système mécanique, le graveur peut entrer en résonance et perturber considérablement l'enregistrement si cela se produit à des fréquences correspondant à des sons audibles. Pour éviter ce phénomène, il a été nécessaire d'amortir la partie mobile par des moyens mécaniques ou mieux encore électriques ; par exemple le graveur a été muni d'une bobine, dite de contre-réaction, qui fournit un courant limitant l'action du courant d'alimentation du graveur lorsque l'ensemble tend à entrer en résonance.

2.3. Le burin. — Le burin est en acier, en saphir synthétique ou en diamant (fig. IV-9). Ses dimensions et sa forme dépendent de sa constitution et du type de gravure à réaliser. Des facettes de brunissage sont obtenues en abattant les arêtes vives du burin ; elles permettent d'améliorer l'état de surface des flancs du sillon et donc de diminuer le bruit de fond. Toutefois, ce procédé rend la gravure moins fine et l'enregistrement des grandes fréquences en est altéré (c'est pour cette raison que la largeur

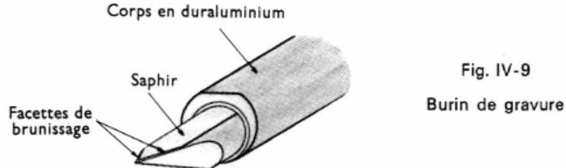


Fig. IV-9

Burin de gravure

des facettes de brunissage est limitée à deux micromètres). De plus, la gravure des vibrations de fréquences élevées dans une matière dure et élastique (vernis cellulosique) est délicate du fait même des caractéristiques du matériau. Pour faciliter cette gravure, la matière est ramollie par un chauffage en général localisé. Par exemple, le burin est chauffé à l'aide d'une petite bobine parcourue par un courant électrique continu.

3. DISTORSIONS APPORTÉES PAR LA GRAVURE

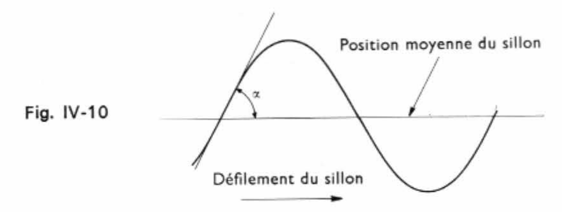
Le sillon ayant la forme d'une spirale, la vitesse linéaire du burin décroît au fur et à mesure que le rayon d'enregistrement diminue. Cette forme de gravure introduit une *distorsion linéaire* car la longueur d'onde λ d'un signal de fréquence fixe varie du début à la fin du sillon au cours

de l'enregistrement. Par exemple, pour un grand disque microsillon tournant à 33 1/3 tr/mn, la longueur d'onde correspondant à un signal de 10 000 Hz varie de 120 μm à 40 μm. Dans ces conditions, les dimensions du burin, et particulièrement la largeur des facettes de brunissage, ne sont plus négligeables par rapport aux longueurs d'onde des signaux enregistrés. La distorsion linéaire qui en résulte croît de la périphérie au centre du disque.

Des *distorsions non linéaires*, principalement dues à la coupe du sillon, peuvent également apparaître. Si nous désignons par α l'angle de la courbe enregistrée par rapport à la position moyenne du sillon (fig. IV-10), nous pouvons définir la pente de cette courbe par l'expression suivante :

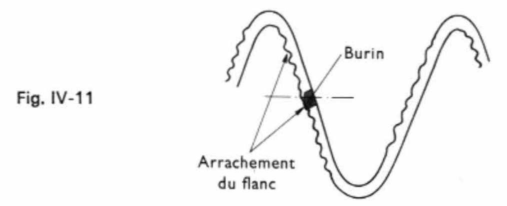
$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\text{vitesse latérale du burin}}{\text{vitesse linéaire de défilement}}$$

Fig. IV-10



Pour une valeur de l'angle α supérieure à 25° (correspondant, par exemple, à une vitesse linéaire de défilement trop faible près du centre du disque), les facettes de brunissage peuvent arracher (et donc détériorer) les flancs du sillon (fig. IV-11).

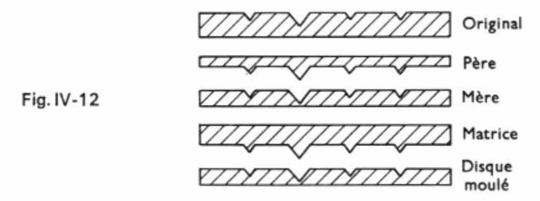
Fig. IV-11



4. DUPLICATION DES DISQUES

Un disque original n'est pas utilisé pour la lecture : il sert seulement pour fabriquer d'autres disques (ceux distribués dans le commerce). Le disque verni original est d'abord métallisé pour être rendu conducteur. Cela est obtenu par un trempage dans un bain de cyanure d'argent suivi d'une réduction chimique à l'aide de glucose : il est ainsi recouvert d'une pellicule d'argent. Il sert alors d'électrode dans un bain électrochimique. Par galvanoplastie, il est alors possible de déposer une couche de nickel qui, après séparation, constituera un disque en relief ou « *père* ». Celui-ci est ensuite utilisable pour réaliser de la même façon une « *mère* » qui reproduit le disque original et ensuite, de nouveau, une *matrice* en relief. Elle est en nickel chromé ; elle constitue une surface dure qui est soudée sur un flan épais en cuivre, ce qui confère une grande rigidité à l'ensemble (fig. IV-12). La matrice est alors montée sur une

Fig. IV-12



presse et sert au moulage à chaud des disques en matière plastique à base de résine vinylique. Le disque obtenu possède une épaisseur de 1,27 mm pour la plage gravée (disques à microsillons de 30 cm de diamètre) ou de 0,76 mm. La réduction de l'épaisseur a été obtenue en même temps qu'une homogénéisation de la matière plastique ; cela apporte une amélioration sensible de l'état de surface des flancs du sillon.



Bras de lecture phonographique portant des contrepoids à la partie arrière pour l'équilibrage longitudinal et latéral et pour l'amortissement dynamique ; à la partie supérieure, l'index du compensateur de poussée latérale avec graduations correspondant aux diverses valeurs de la force d'application (*S.M.E.*)

5. LECTURE D'UN DISQUE

Le disque moulé est placé sur un plateau (tourne-disque) qui tourne à la même vitesse que lors de l'enregistrement. Il est lu à l'aide d'une tête de lecture (*cellule phonocaptrice*) supportée par un bras de lecture pivotant autour d'un axe perpendiculaire au plateau. La tête de lecture est munie d'une pointe de lecture qui se place dans le sillon du disque et en suit la modulation. Les mouvements alternatifs de la pointe se transmettent à l'équipage mobile de la tête qui est un transducteur (électromagnétique, électrodynamique, piézoélectrique ou équipé de jauges de contraintes). Une tension électrique est alors recueillie aux bornes de la tête, elle est ensuite amplifiée et transformée en signaux acoustiques à l'aide d'un haut-parleur.

Les reproductions de disques monophoniques et celles de disques stéréophoniques nécessitent en général l'emploi de cellules phonocaptrices différentes mais qui mettent en application des principes identiques ; toutes portent une seule pointe de lecture.

5.1. Caractéristiques des cellules phonocaptrices. — Pour une cellule, nous pouvons distinguer deux ensembles de caractéristiques : les caractéristiques électriques et les caractéristiques mécaniques.

Parmi les **caractéristiques électriques,** nous trouvons :

— *L'efficacité* ou *niveau de sortie* qui représente la valeur de la tension aux bornes de la cellule à la lecture d'un disque, la fréquence du signal étant égale à 1 000 Hz et la vitesse de modulation ayant une valeur déterminée (généralement 8 cm/s ou 1 cm/s).

— *La caractéristique de réponse en fréquence* représentée par une courbe donnant la réponse relative (exprimée en décibels) en fonction de la fréquence.

— *L'impédance interne* et *l'impédance d'entrée* du préamplificateur auquel doit être raccordée la cellule.

Les **caractéristiques mécaniques** sont :

— *La force d'appui* qui est l'intensité de la force qui doit être appliquée par la pointe reposant sur le disque. Généralement, les constructeurs indiquent la masse dont le

poids est égal à cette force; par exemple si cette masse est 3 g, cela signifie que la force d'appui doit être égale au poids d'une masse de 3 g, soit 29,43 mN. Si cette pointe de lecture appuie sur le plateau d'une balance (des balances très petites sont utilisées pour cette mesure), l'indication fournie sera 3 g.

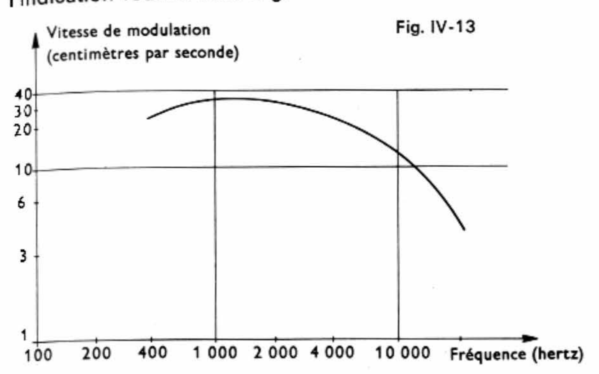


Fig. IV-13

— *La compliance* qui permet de caractériser la possibilité de la cellule de suivre sans défaillances les modulations du sillon; elle s'exprime en millimètres par newton et représente la force nécessaire pour déplacer la pointe.

— *La traquabilité* qui indique la vitesse de modulation maximale que peut suivre la cellule en fonction de la fréquence, la force d'appui ayant sa valeur nominale (fig. IV-13).

— *La séparation des canaux* qui représente l'indépendance d'une voie (ou canal) par rapport à l'autre dans le cas d'un enregistrement stéréophonique; la mesure se fait à l'aide d'un disque dont un seul canal est modulé, le résultat est présenté sous la forme de deux courbes de réponse relative en fonction de la fréquence (fig. IV-14).

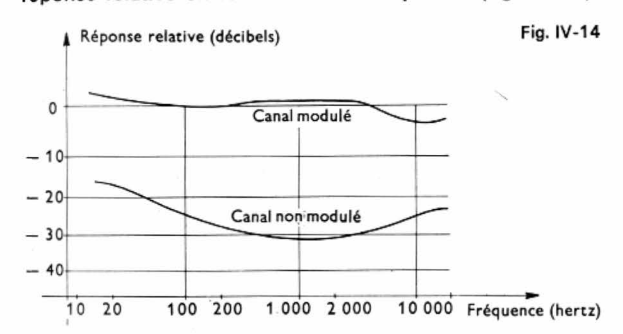


Fig. IV-14

5.2. Cellules phonocaptrices monophoniques. — Les systèmes transducteurs utilisés sont le plus souvent électrodynamiques, électromagnétiques ou piézoélectriques.

Une *cellule phonocaptrice électrodynamique* comporte une bobine mobile placée dans le champ d'un aimant permanent (fig. IV-15). À l'inverse de ce qui se passe dans le graveur électrodynamique, ici c'est le déplacement de la bobine qui engendre un courant (V. t. 1, Électricité, chap. 25) dont l'intensité varie avec la modulation du sillon que suit la pointe de lecture.

Dans une *cellule phonocaptrice électromagnétique*, un bobinage fixe est supporté par une portion d'un circuit magnétique comportant un aimant permanent. Dans certaines cellules, cet aimant est mobile : il peut pivoter autour d'un axe horizontal en suivant les mouvements effectués par la pointe de lecture (fig. IV-16). Le flux magnétique embrassé par la bobine varie donc au rythme de la modulation du sillon et il en est de même du courant induit dans ce bobinage. Dans d'autres cellules, pour que la partie mobile soit moins lourde, l'aimant est fixe et c'est une plaquette de métal ferromagnétique, liée à la pointe de lecture, qui provoque les variations de flux dans la bobine (fig. IV-17).

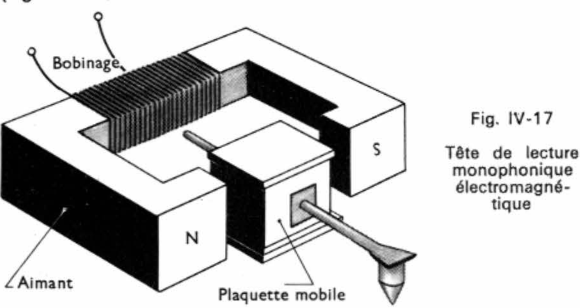


Fig. IV-17 Tête de lecture monophonique électromagnétique

Ces cellules ont une efficacité voisine de 1,5 mV pour une vitesse de modulation de 1 cm/s. Leur impédance interne est inductive et elles doivent être suivies d'un circuit de correction (fig. IV-18) pour posséder une caractéristique globale de lecture inverse de celle de la gravure (V. fig. IV-4). Leur réponse en fréquence est bonne de 20 Hz à 20 000 Hz.

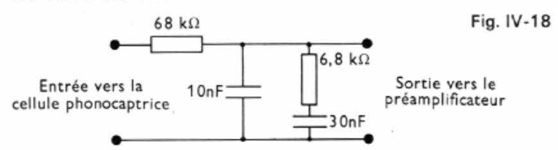


Fig. IV-18

Une *cellule phonocaptrice piézoélectrique* comporte une plaquette d'un corps piézoélectrique dont une extrémité est encastrée dans un support fixe et dont l'autre extrémité est solidaire de la pointe de lecture (fig. IV-19). En suivant le sillon, la pointe imprime une torsion au cristal; cette déformation mécanique est la cause de la production d'une d.d.p. entre deux faces de la plaquette.

Son efficacité est grande : elle atteint 25 mV pour une vitesse de modulation de 1 cm/s. L'impédance interne est capacitive (1 à 2 nF) et la cellule ne nécessite pas de corrections particulières comme les précédentes.

Ce type de cellule se rencontre très fréquemment, car elle est assez sensible et très peu coûteuse. Elle peut fournir des tensions nettement plus grandes que celles produites par les cellules électrodynamiques et électromagnétiques. Cependant, sa réponse en fréquence est plus réduite (50 à 14 000 Hz) et sa sensibilité aux chocs, à l'humidité et à la température (au maximum 50 °C) limitent son emploi aux enregistrements qui ne nécessitent pas une haute fidélité.

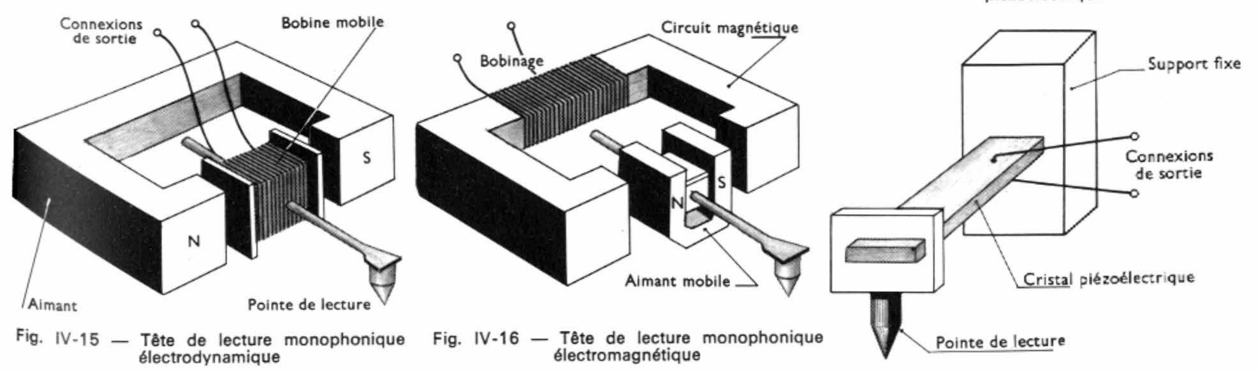
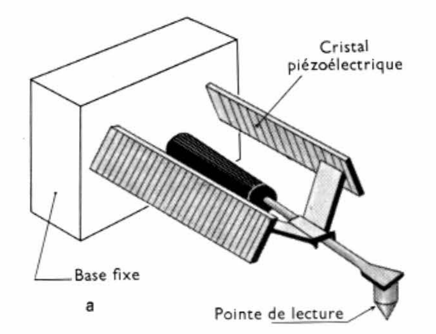


Fig. IV-15 — Tête de lecture monophonique électrodynamique

Fig. IV-16 — Tête de lecture monophonique électromagnétique

Fig. IV-19 — Tête de lecture monophonique piézoélectrique



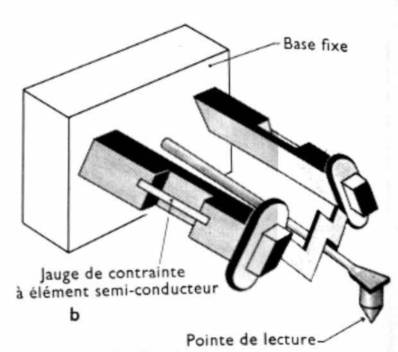


Fig. IV-20

Têtes de lecture stéréophoniques
a) piézoélectrique
b) à jauges de contrainte

5.3. Cellules phonocaptrices stéréophoniques. — Elles sont obtenues en plaçant deux cellules monophoniques selon deux axes orthogonaux qui forment des angles de 45° avec la surface du disque. Une seule pointe de lecture produit les déplacements de la partie mobile (lecteurs électrodynamiques et électromagnétiques) ou les déformations de cristaux piézoélectriques (fig. IV-20).

Des cellules phonocaptrices, comportant deux jauges de contrainte disposées selon deux axes orthogonaux, sont également utilisées. Chaque jauge est un élément conducteur dont les dimensions (longueur et section) sont modifiées lorsque des efforts lui sont appliqués; il en résulte une modification de sa résistance électrique au rythme de ces déformations.

Une jauge est constituée d'une lamelle de silicium contenant des impuretés convenables afin que sa résistivité ait une valeur adaptée à l'utilisation considérée; la section de cette lamelle peut être un rectangle dont les dimensions ne dépassent pas quelques centaines de micromètres. Dans cette cellule phonocaptrice, il n'y a pas production d'une f.é.m. comme dans les précédentes mais seulement variation des intensités des courants fournis par des générateurs. Les jauges de contrainte sont insérées dans des circuits électriques et elles sont liées à la pointe de lecture qui leur imprime des déformations fonction de la modulation du sillon. Les variations de résistance obtenues par ce procédé sont assez importantes et, de plus, les variations de courant qu'elles provoquent peuvent être facilement amplifiées.

Ces cellules sont assez coûteuses et sont employées uniquement dans des équipements stéréophoniques. Elles permettent de reproduire tous les sons très fidèlement car elles ne comportent aucune partie ferromagnétique et leur courbe de réponse commence à 0 Hz et s'étend bien au-delà de 20 000 Hz.

5.4. Pointes de lecture. — Les pointes de lecture sont en saphir ou en diamant; l'aiguille d'acier n'est plus utilisée. Le saphir s'use plus rapidement que le diamant: en 20 heures, alors que le second peut être utilisé 200 heures pour des enregistrements de qualité et près de 5 fois plus pour des enregistrements de valeur moindre. Ces pointes de lecture ont une forme conique et se terminent par une partie sphérique de 65 à 80 μm de rayon pour une tête de lecture de disque à sillon large, de 18 à 26 μm pour une tête de lecture de microsillon monophonique, de 13 à 18 μm pour une pointe de lecture de disque stéréophonique. Les pointes, dont le rayon est compris entre 15 et 18 μm, sont dites *compatibles* puisqu'elles peuvent être employées pour la lecture des disques monophoniques et pour celle des disques stéréophoniques.

Dans tous les cas, la pointe de lecture doit reposer sur les flancs du sillon; l'inobservation des caractéristiques données précédemment se traduit soit par le « rejet » de la pointe hors du sillon, soit par la destruction de ce sillon, si le rayon de la tête est trop petit (fig. IV-21).

Afin d'obtenir une reproduction fidèle des sons, la pointe de lecture doit suivre, aussi parfaitement que possible, le chemin parcouru par le burin graveur au moment de la gravure de l'original. Avec une pointe sphérique, cette condition n'est que partiellement réalisée car les points de contact de la pointe et du sillon changent constamment d'emplacement sur la surface de la pointe (fig. IV-22). Pour réduire la distorsion qui résultait de cet inconvénient, des pointes, dont la section n'est plus un cercle mais une ellipse, sont utilisées depuis 1965.

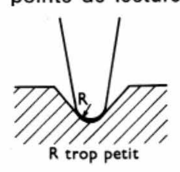
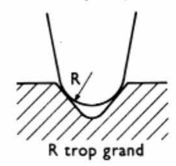


Fig. IV-21



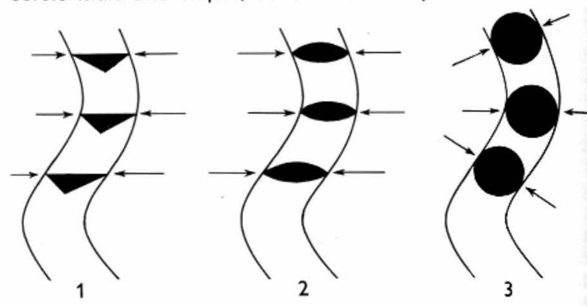


Fig. IV-22 — Positions occupées dans un même sillon: 1 par le burin graveur, 2 par une pointe de lecture elliptique, 3 par une pointe de lecture sphérique

La figure IV-23 indique la forme et les dimensions de la partie de la pointe qui est en contact avec les flancs du sillon.

5 à 7 μm
18 à 22 μm

Fig. IV-23

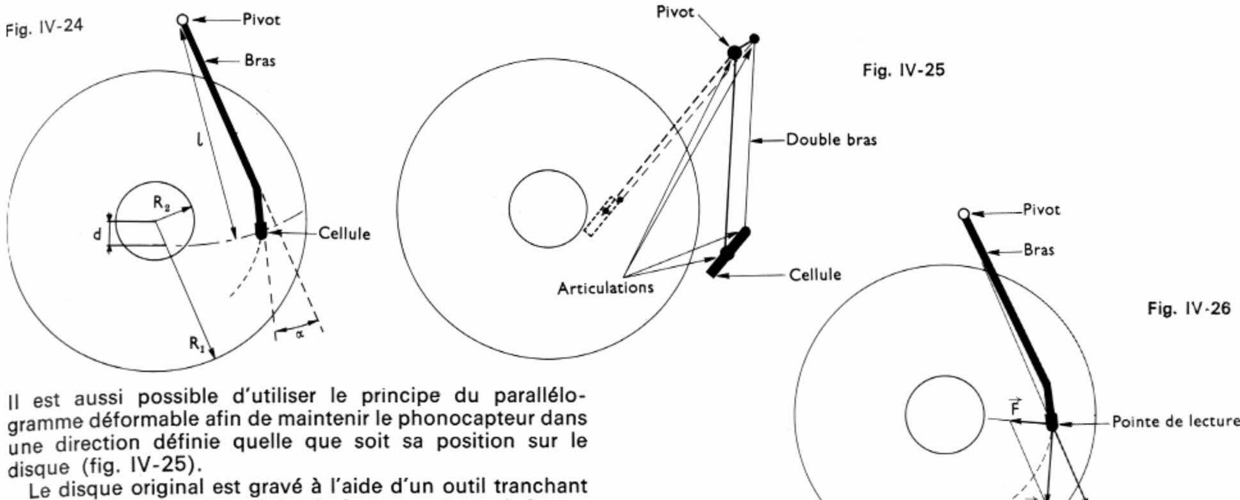
6. DISTORSIONS APPORTÉES PAR LA LECTURE

La variation continue de la vitesse linéaire depuis le bord du disque jusqu'au centre et les dimensions finies de l'extrémité de la pointe de lecture par rapport aux longueurs d'onde des signaux enregistrés introduisent des *distorsions linéaires* affectant la réponse de la cellule phonocaptrice. De plus, les procédés de lecture et de gravure présentent des différences importantes qui amènent des *distorsions non linéaires*.

Le graveur se déplace parallèlement à lui-même et conserve toujours la même orientation par rapport au rayon du disque qui joint le centre à la pointe de l'outil graveur. La tête de lecture, au contraire, pivote autour d'un axe de sorte que son orientation, par rapport au rayon joignant le centre du plateau à la pointe de lecture, varie en fonction du diamètre du sillon. Cela entraîne une distorsion; elle peut être atténuée en plaçant convenablement l'axe de rotation du bras de lecture, et grâce à une certaine inclinaison de la tête par rapport au bras (erreur de piste). Connaissant la longueur l du bras de lecture et les rayons R_1 et R_2 du premier sillon et du dernier sillon enregistrés, on montre que l'axe de rotation et l'inclinaison de la tête peuvent être définis au moyen des deux paramètres suivants (fig. IV-24) :

$$d = \frac{R_2^2}{l\left[\frac{1}{4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2+\frac{R_2}{R_1}\right]}$$

$$\alpha = \frac{57{,}3\,R_2\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{l\left[\frac{1}{4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)^2+\frac{R_2}{R_1}\right]}$$



Il est aussi possible d'utiliser le principe du parallélogramme déformable afin de maintenir le phonocapteur dans une direction définie quelle que soit sa position sur le disque (fig. IV-25).

Le disque original est gravé à l'aide d'un outil tranchant et effilé, alors que la pointe de lecture est terminée par une partie sphérique ou elliptique qui vient s'appuyer sur les flancs du sillon : son axe ne suit donc pas exactement le tracé du fond du sillon (distorsion de contact) et elle est animée d'un mouvement vertical parasite qui la soulève deux fois par période (effet de pincement). Cet effet est dû à la variation de largeur du sillon qui dépend de la pente de la courbe enregistrée. De plus, lors de la gravure, il se produit une déformation de la laque, de sorte que tout se passe comme si l'outil présentait une certaine inclinaison. Pour remédier à cet inconvénient, la cellule phonocaptrice est construite de façon que le mouvement de la pointe dans le plan vertical reproduise cette inclinaison. L'élasticité de la matière vinylique constituant le disque commercial compense dans une certaine mesure les défauts précédents et les distorsions obtenues dans la pratique sont souvent inférieures aux valeurs calculées.

D'autres défauts sont dus aux caractéristiques mécaniques du système constitué par la pointe de lecture (couplée au phonocapteur par l'intermédiaire d'une palette), le phonocapteur lui-même et le bras de lecture. Cet ensemble présente une certaine inertie et une certaine élasticité ; à des fréquences déterminées, des résonances plus ou moins marquées se produisent. Ces résonances nuisent évidemment à la qualité de la reproduction et doivent être amorties au mieux. Si la souplesse de l'équipage mobile de la tête de lecture est insuffisante, la pointe n'arrive pas à suivre certaines modulations du sillon et cela entraîne des distorsions très importantes. Le manque de souplesse et une inertie trop grande de l'équipage mobile peuvent amener également une déformation permanente des flancs du sillon, c'est-à-dire une détérioration irrémédiable de l'enregistrement.

Un autre défaut, inhérent aux forces exercées sur la pointe durant la rotation du disque, est l'apparition d'une force centripète appelée *force de skating*. Les forces de frottement qui s'exercent sur la pointe lors du défilement du sillon ont une résultante $\vec{D}$ qui a pour direction la tangente au sillon au point considéré (fig. IV-26). Or, le pivot du bras n'est pas situé sur la droite d'action de cette force et une décomposition vectorielle de cette force fait apparaître une force centripète $\vec{F}$ qui tend à ramener le bras vers le centre du disque. L'action de cette force, qui peut atteindre 15 % de la force d'appui, sur la pointe de lecture augmente la pression sur le flanc intérieur du sillon au détriment de celle sur le flanc extérieur. Cet inconvénient est à la base d'une usure inégale des flancs et d'une réponse inégale de la lecture des disques stéréophoniques. Il est combattu par l'utilisation de ressorts de rappel ou de contrepoids qui opposent une force de compensation à la force $\vec{F}$.

Signalons aussi les défauts provenant du plateau lui-même (soit à la gravure, soit à la lecture) : vitesse de rotation inexacte, fluctuations plus ou moins rapides de cette vitesse (pleurage), transmission des vibrations mécaniques du moteur et du système d'entraînement (ronronnement). Cependant, l'emploi de plateaux lourds et de moteurs à vitesse constante (moteurs à hystérésis, moteurs à courant continu asservis, moteurs synchrones alimentés par un générateur local) permet pratiquement de supprimer ces défauts.

L'enregistrement sur disques, bien que sévèrement concurrencé par l'enregistrement magnétique, continue cependant d'être très largement utilisé en raison d'un certain nombre d'avantages : facilité de reproduction d'un original en un grand nombre d'exemplaires, faible encombrement des disques, simplicité de fonctionnement des tourne-disques. La durée d'audition d'une face de disque, bien que largement suffisante pour les besoins courants, est cependant limitée par des impératifs techniques inéluctables. De plus, l'enregistrement sur disque ne permet ni les montages, ni les rectifications. À l'heure actuelle, la gravure d'un disque est toujours réalisée à partir d'un enregistrement sur bande magnétique, ce qui permet de bénéficier des avantages de ce dernier procédé lors de la prise de son et lors de la mise au point de l'enregistrement.


Tourne-disques Hi-Fi stéréophonique (*Siemens*)



Moteur asynchrone à quatre pôles. Variation du synchronisme 0,1 %. Poids du plateau 3,2 kg

CHAPITRE V

ENREGISTREMENT OPTIQUE

1. PRINCIPE

Dans ce procédé, le support de l'information est constitué par un film photographique dont la couche sensible est impressionnée au moyen d'un flux lumineux variable, fonction du signal sonore à enregistrer; la transparence du film dépend alors directement de ce signal. Certains procédés de cinéma sonore mettent en œuvre ce moyen d'enregistrement : la surface photographique impressionnée est une bande large de 2,5 mm (la piste sonore) située en marge des images. Évidemment, lorsque cette piste sonore est éclairée, elle est traversée par un flux lumineux variable qui est utilisé pour reconstituer le signal sonore.

2. INSCRIPTION

Deux procédés sont utilisés pour obtenir un flux variable : dans un premier procédé, c'est l'intensité du faisceau lumineux qui est modifiée (inscription à densité variable), alors que dans le second, c'est la forme du faisceau envoyé sur la pellicule photographique qui varie (inscription à densité fixe).

2.1. Inscription à densité variable. — La largeur de la bande impressionnée est constante et c'est la *transparence du négatif* (après développement photographique) qui est variable (fig. V-1). L'intensité du faisceau lumineux est réglée au moyen d'un modulateur de lumière qui peut être soit une lampe à lueur, soit un galvanomètre à cordes, soit une cellule de Kerr.

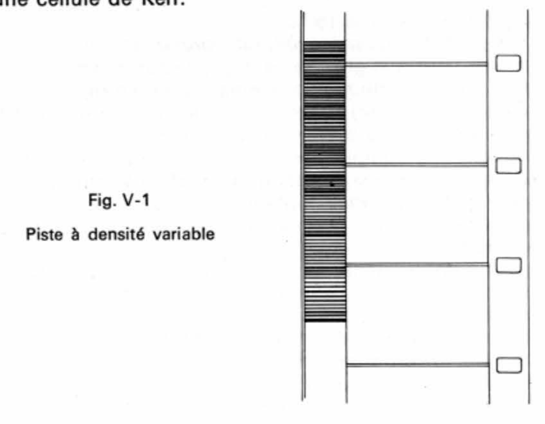


Fig. V-1
Piste à densité variable

— *Lampe à lueur.* — La modulation du courant d'alimentation de la lampe fait varier le flux lumineux émis par le cratère (fig. V-2) ; un système optique concentre la lumière sur une fente dont l'image est projetée au moyen d'un objectif sur la surface sensible en défilement (fig. V-3). Ce modulateur est simple et robuste, mais il introduit une grande distorsion non linéaire. De plus, l'éclairement du film est souvent insuffisant.

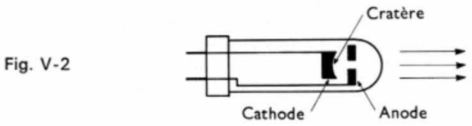


Fig. V-2

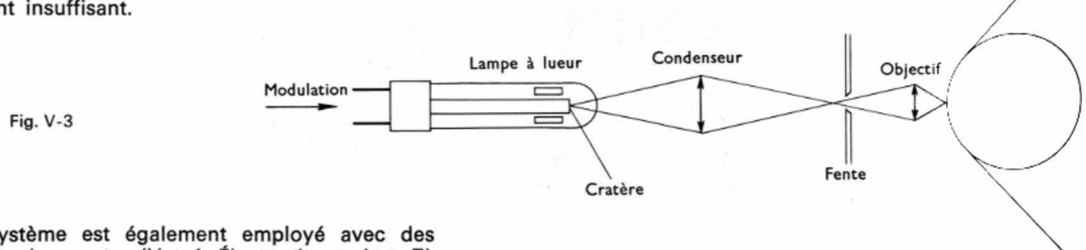


Fig. V-3

Le même système est également employé avec des *diodes électroluminescentes* (V. t. 1, Électronique, chap. 7) qui émettent un faisceau lumineux d'intensité proportionnelle à l'intensité du courant qui les traverse.

— *Galvanomètre à cordes.* — Cet appareil, appelé également *valve de lumière,* utilise l'action mécanique d'un champ sur un courant (V. t. 1, Électricité, chap. 24). Le conducteur, en forme de boucle, est placé dans un champ d'induction perpendiculaire au plan de la boucle. Lorsque le courant de modulation traverse les rubans de la boucle, ceux-ci se déplacent et laissent passer une partie plus ou moins grande d'un faisceau lumineux (fig. V-4).

Ce dispositif permet de moduler un flux lumineux important et d'impressionner correctement une surface sensible.

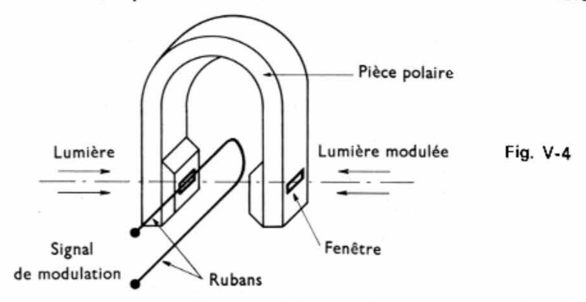


Fig. V-4

— *Cellule de Kerr.* — Ce modulateur utilise la biréfringence électrique ou effet Kerr (V. t. 1, Optique, chap. 4). Il est pratiquement sans inertie et il permet de transmettre une gamme de fréquences très étendue. Il est pratiquement abandonné à cause des réglages délicats qu'il nécessite.

2.2. Inscription à densité fixe. — La piste sonore comprend deux ou trois zones, une transparente et une ou deux opaques, séparées par des lignes plus ou moins sinueuses (fig. V-5).

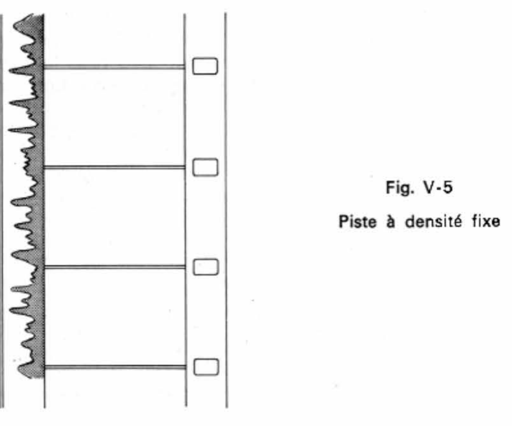


Fig. V-5
Piste à densité fixe

Le modulateur de lumière est une valve de lumière à rubans ou un dispositif dérivé du galvanomètre magnétoélectrique (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 3).

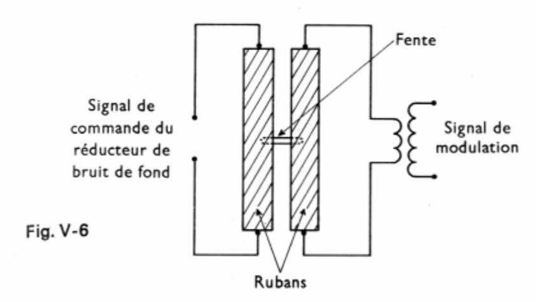


Fig. V-6

La valve de lumière est semblable à celle utilisée pour l'inscription à densité variable mais les rubans sont ici disposés perpendiculairement à la fente. Un seul ruban est utilisé si la trace est unlilatérale; les deux sont employés si la trace est bilatérale (et aussi lorsqu'on désire réduire le bruit de fond, fig. V-6).

— *Galvanomètre magnétoélectrique; galvanomètre à miroir.* — Le cadre mobile est parcouru par le courant modulé et le faisceau est réfléchi par un miroir dans une direction variable avec la modulation. Une fente et un système optique permettent d'impressionner une partie de la piste (fig. V-7).

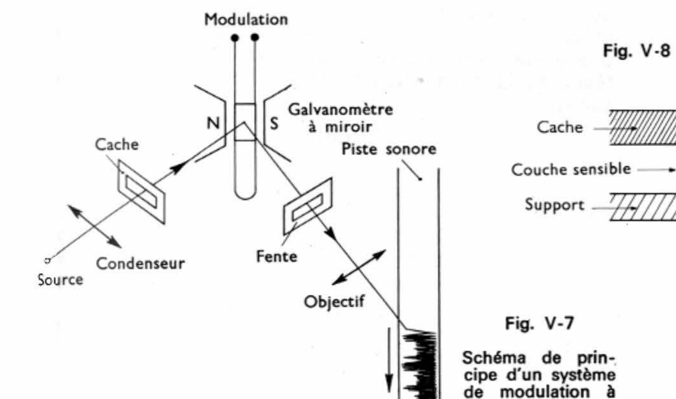


Fig. V-7 Schéma de principe d'un système de modulation à densité fixe

2.3. Traitement photographique. — La surface sensible impressionnée par le modulateur de lumière est développée, fixée, lavée et séchée; elle est souvent appelée *négatif son.* Un *positif son* est tiré soit par contact, soit par projection (cas de la réduction 35/16 mm par exemple).

Le traitement photographique doit être très soigné car il peut introduire des distorsions (linéaires ou non linéaires).

3. LECTURE

Le positif son défile devant un pinceau lumineux d'intensité constante. Après la traversée de cet enregistrement, le flux lumineux est variable soit parce que l'intensité du pinceau lumineux est modifiée (enregistrement à densité variable), soit parce que la surface transparente est variable (enregistrement à densité fixe). Le faisceau modulé est alors envoyé vers une cellule photoélectrique (V. t. 1, Électronique, chap. 20) qui permet de transformer les variations d'éclairement en signaux électriques. Après amplification, ceux-ci alimentent un haut-parleur qui reconstitue les signaux sonores.

4. DISTORSIONS AFFECTANT LE PROCÉDÉ OPTIQUE

Les distorsions proviennent, d'une part du faisceau lumineux, d'autre part du support photographique et de son traitement.

Sur un film cinématographique 35 mm défilant à la vitesse de 0,456 m/s, un signal de fréquence 10 000 Hz correspond à une longueur d'onde voisine de 50 μm; la largeur du trait lumineux doit donc être inférieure à cette valeur. Or, à l'enregistrement, la largeur du spot est finie

Fig. V-8
Flux incident
Cache
Couche sensible
Etalement de l'image
Support

Région transparente
Modulation nulle
Zone opaque de réduction du bruit de fond
Fig. V-9

et la zone impressionnée a une opacité décroissante: cela entraîne des distorsions linéaires à la lecture (effet de fente).

Les imperfections du traitement photographique entraînent un étalement de l'image (irradiation) (fig. V-8). Le *révélateur* est la cause de distorsions de densité par suite d'une diffusion d'une zone à l'autre (effet Eberhard) ou parce que son action est inégale lorsqu'il est usé (effet Kostinsky). La gélatine peut aussi se contracter et introduire des distorsions (effet Ross).

Afin de limiter le *bruit de fond* que constitue l'ensemble des signaux parasites en l'absence de tout signal utile, divers moyens sont utilisés pour l'inscription en densité fixe. Ils consistent essentiellement à réduire la largeur de la trace à modulation nulle (fig. V-9) et à augmenter sensiblement le rapport du signal et du bruit.

CHAPITRE VI

L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE DES SONS

Les matériaux ferromagnétiques ayant la propriété de conserver la trace des influences magnétiques qu'ils ont subies, cette possibilité a été exploitée dans l'enregistrement magnétique. Dès la fin du XIXe siècle, Oberlin Smith (1888) proposa d'utiliser l'inscription magnétique pour l'enregistrement des sons mais c'est seulement vers 1950 que le magnétophone apparaît sous la forme que nous lui connaissons aujourd'hui. Une longue mise au point avait été nécessaire.

Trois perfectionnements eurent un rôle décisif, ce sont:

— l'utilisation de supports d'enregistrement comportant un enduit d'oxydes magnétiques finement divisés (Pfleumer);

— l'utilisation de circuits magnétiques en anneaux (Schüller);

— la mise en œuvre d'une polarisation du matériau magnétique d'enregistrement au moyen d'un signal de haute fréquence.

Le succès de l'enregistrement magnétique des sons, obtenu grâce à ces améliorations, a ouvert un champ d'application très vaste. Il est aujourd'hui très utilisé dans les domaines industriel et scientifique (mémoires d'ordinateurs, enregistrement de mesures, enregistrement d'images, commande de machines-outils).

Après un bref rappel du phénomène fondamental de l'aimantation nous exposerons les principes de la technique mise en œuvre pour son exploitation. Les limites du procédé seront évoquées à travers l'examen des problèmes posés par la lecture et l'enregistrement des modulations.

1. L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

1.1. Principe. — Un corps ferromagnétique s'aimante lorsqu'il est soumis à l'action d'un champ magnétisant H; s'il présente une certaine hystérésis (fig. VI-1), il conserve une trace de cette aimantation lorsque le champ H disparaît (V. t. 1, Magnétisme, chap. 2). C'est cette possi-

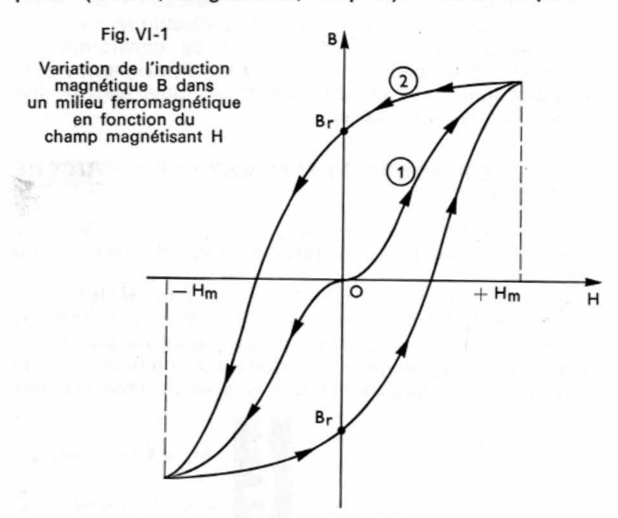


Fig. VI-1

Variation de l'induction magnétique B dans un milieu ferromagnétique en fonction du champ magnétisant H

bilité qui a été utilisée pour l'enregistrement magnétique des sons. Évidemment, d'une part un microphone est nécessaire pour obtenir un courant à partir du son à enregistrer et, d'autre part, un dispositif doit permettre d'engendrer un champ magnétisant à l'aide de ce courant.

Le signal à enregistrer (*modulation*), traduction électrique de variations de pression acoustique, est une fonction du temps. Aux diverses valeurs du signal correspondent des valeurs différentes de l'induction rémanente. Elles sont différenciées les unes des autres, en aimantant des zones différentes du support magnétique. Celui-ci défile devant le générateur de champ magnétisant et la mise en mémoire se fait sur une suite ininterrompue de portions du milieu magnétique.

1.2. Tête d'enregistrement magnétique. — Le générateur de champ magnétisant, appelé *tête d'enregistrement*, est un circuit de forme torique constitué par un empilage de tôles de très grande perméabilité magnétique. Un ou deux bobinages, enroulés sur le noyau ainsi formé, engendrent un champ magnétique lorsqu'ils sont parcourus par le courant correspondant au signal à enregistrer. Le circuit magnétique comporte un entrefer devant lequel défile le support d'enregistrement ou bande magnétique (fig. VI-2).

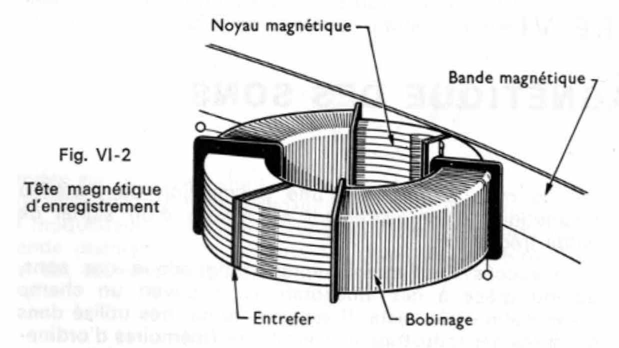


Fig. VI-2

Tête magnétique d'enregistrement

Dans le noyau il apparaît un champ d'induction proportionnel au courant inducteur i. Les lignes d'induction de ce champ se referment à travers la portion de bande voisine de l'entrefer et, à tour de rôle, chacune de ces portions se trouve soumise à un champ proportionnel à l'intensité i du courant inducteur à l'instant considéré (fig. VI-3).

En prenant certaines précautions qui seront indiquées

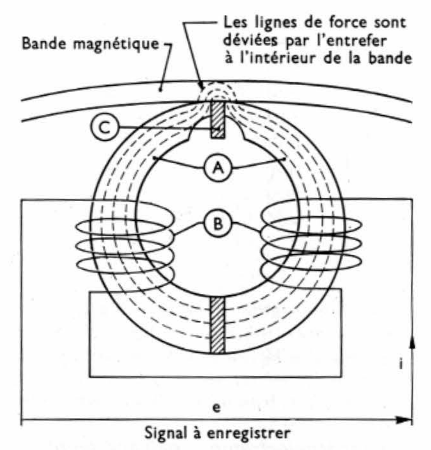


Fig. VI-3

A. Circuit magnétique en 2 parties constitué par un empilage de tôles en mumétal
B. Bobinages inducteurs
C. Entrefers constitués par des cales en matériau non magnétique

plus loin, l'induction rémanente b_r qui subsiste en un point de la bande peut également être considérée comme proportionnelle à l'intensité i du courant au moment où ce point passait devant l'entrefer.

L'analyse mathématique montrant que le courant i correspondant à un son complexe est équivalent à une somme de signaux sinusoïdaux (V. chap. 1), pour simplifier cette étude nous considérerons que le signal à enregistrer est une tension sinusoïdale et que le courant qui traverse la tête d'enregistrement a une intensité définie par la relation suivante :

$$i = \widehat{I} \sin \omega t = \widehat{I} \sin 2\pi ft = \widehat{I} \sin 2\pi \frac{t}{T}$$

(nous représentons par $\widehat{I}$ la valeur de crête de i, par f la fréquence de ce courant et par T sa période). L'aimantation rémanente de la bande suit la même loi : si nous prenons comme variable, non plus le temps t, mais une distance x mesurée sur la bande à partir d'une origine quelconque, telle que x soit égal au produit vt (v étant la vitesse de défilement de la bande), l'aimantation b en un point x est donnée par la relation suivante :

$$b = \widehat{B} \sin \omega \frac{x}{v} = \widehat{B} \sin \frac{2\pi x}{Tv}$$

Le produit Tv est une caractéristique importante du signal enregistré : c'est sa longueur d'onde λ. L'expression précédente peut donc être écrite sous la forme qui suit (fig. VI-4) :

$$b = \widehat{B} \sin 2\pi \frac{x}{\lambda}$$

Exemple : Valeurs de λ pour des signaux de différentes fréquences enregistrés à la vitesse de 19,05 cm/s :

$f =$ 30 Hz	$\lambda =$ 6,27 mm
$f =$ 500 Hz	$\lambda =$ 0,38 mm
$f =$ 20 kHz	$\lambda =$ 0,0095 mm = 9,5 µm

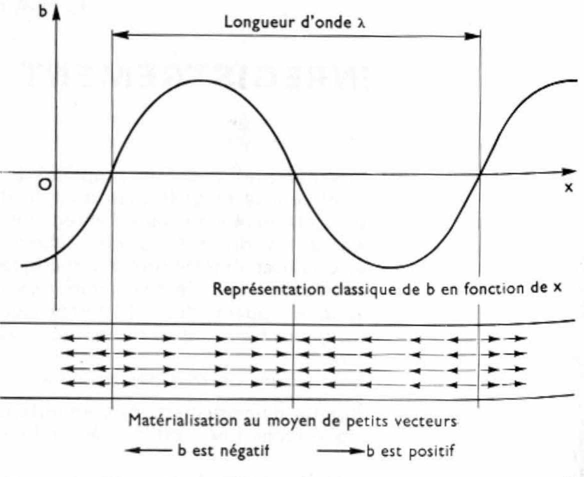


Fig. VI-4 — Représentation graphique de l'induction sur la bande

2. LA REPRODUCTION. PRINCIPE

L'opération de reproduction ou lecture est réalisée en utilisant les propriétés de réversibilité des phénomènes magnétiques. Une tête, semblable à celle qui a servi à l'enregistrement, permet d'élaborer un signal électrique lorsque la bande magnétique défile devant l'entrefer du circuit magnétique (fig. VI-5). Le noyau torique, de très

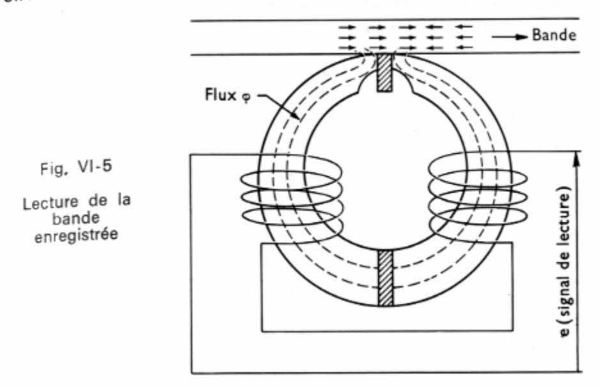


Fig. VI-5
Lecture de la bande enregistrée

grande perméabilité, offre un chemin privilégié aux lignes d'induction dues au magnétisme de la bande et les bobines sont traversées par un flux φ, fonction de l'aimantation de la portion de la bande qui se trouve devant l'entrefer. Dans le cas considéré ci-dessus, lorsque la bande défile, ce flux est une fonction sinusoïdale du temps :

$$\varphi = \widehat{\Phi} \sin \omega t$$

D'après la loi de Lenz (V. t. 1, Électricité, chap. 25), une f.é.m. est induite dans les bobinages ; sa valeur instantanée est proportionnelle à la dérivée de φ par rapport au temps :

$$e = K \frac{d\varphi}{dt} \qquad (K = \text{Cte})$$

soit par exemple : $e = \widehat{\Phi}\omega \cos \omega t$.

Durant la lecture, il est nécessaire que la vitesse de défilement de la bande soit la même qu'au moment de l'enregistrement afin que la fréquence du signal lu soit identique à celle du signal original. En effet, si l'aimantation en un point x est égale à $b = \widehat{B} \sin \omega \frac{x}{v}$, le flux φ, au moment où ce point passe devant la tête de lecture, est proportionnel à b et donc à $\sin \omega \frac{x}{v}$. Par suite, si la bande défile à une vitesse v', nous pouvons écrire :

$$x = v't$$

$$\varphi = \widehat{\Phi} \sin \omega \frac{v'}{v} t \qquad (\Phi = \text{Cte})$$

$$e = \widehat{\Phi}\, \omega \frac{v'}{v} \sin \omega \frac{v'}{v} t$$

La pulsation de cette f.é.m. est égale à $\frac{\omega v'}{v}$; elle n'est égale à celle du signal enregistré que si v' est égal à v. C'est donc une condition impérative pour obtenir un son de même pulsation et donc de même fréquence f que le signal enregistré.

3. PROBLÈMES POSÉS PAR LA LECTURE DU SIGNAL ENREGISTRÉ

Bien que, dans l'ordre chronologique, l'enregistrement soit réalisé en premier, nous étudierons tout d'abord la lecture car les problèmes posés sont plus simples et ensuite l'étude de l'enregistrement se trouve facilitée.

Dans l'opération de reproduction, le rôle de la tête de lecture est essentiel. Son fonctionnement n'est cependant satisfaisant que dans certaines limites fonction de la fréquence du signal et de la longueur d'onde qui lui correspond.

3.1. Influence de la longueur d'onde

3.1.1. Effet d'entrefer. — Le fonctionnement de la tête cesse d'être satisfaisant lorsque la longueur d'onde du signal s'approche de la largeur de l'entrefer (fig. VI-6).

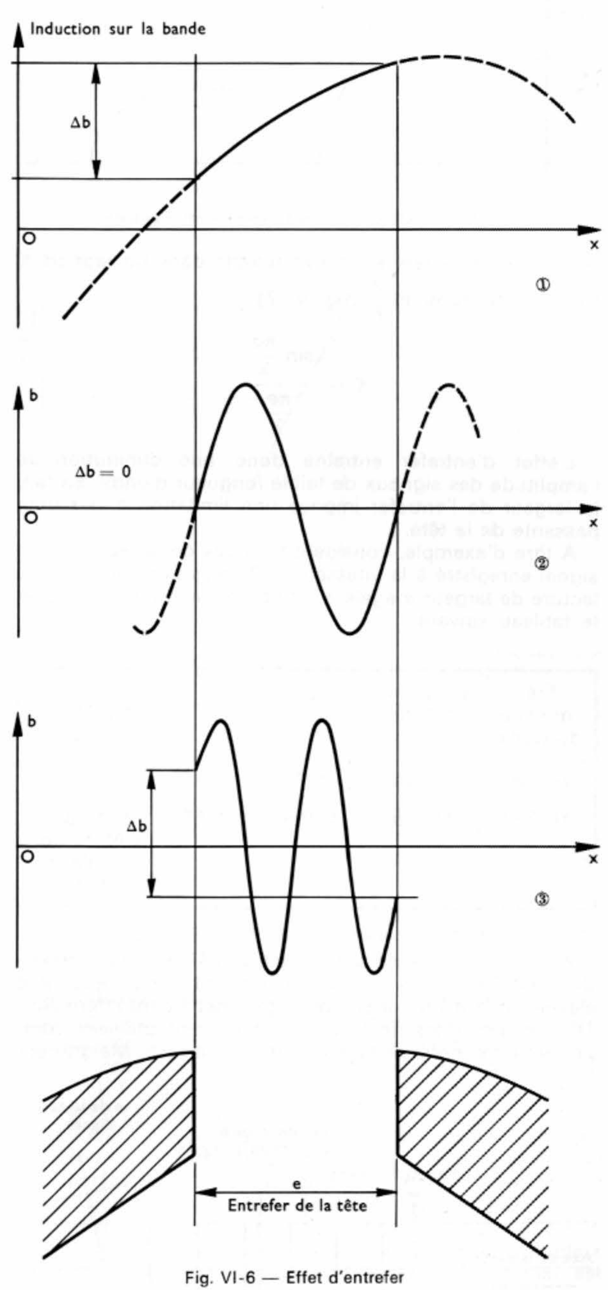


Fig. VI-6 — Effet d'entrefer

1. $\lambda \gg e$. Si λ est beaucoup plus grand que e, l'écart de l'induction entre les deux bords de l'entrefer entraîne la circulation d'un flux dans la tête
2. $\lambda = e$. Si $\lambda = e$ l'écart d'induction entre les deux bords de l'entrefer est nul. Aucun flux ne circule dans la tête. Il en sera de même dans tous les cas tels que $e = K\lambda$
3. $\lambda \ll e$. Si λ est plus petit que e, il peut de nouveau exister un écart Δb ; donc il y a circulation d'un flux dans la tête

Lorsque ces deux grandeurs sont égales, l'efficacité devient nulle : la tête ne donne plus aucun signal. Par rapport à sa valeur, lorsque la longueur d'onde est infinie,

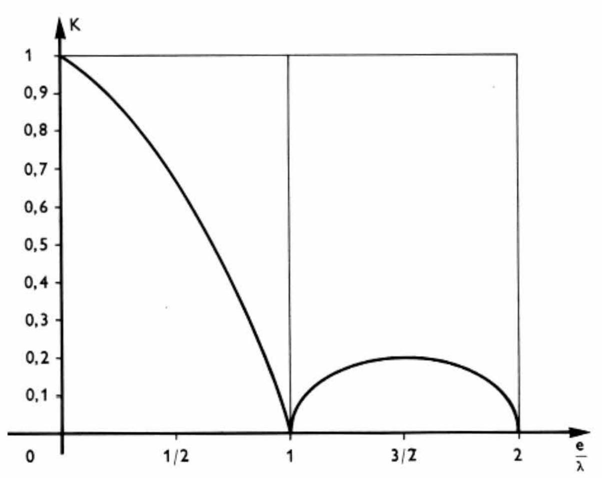


Fig. VI-7 — Coefficient traduisant l'effet d'entrefer

l'efficacité de la tête se trouve réduite dans un rapport K fonction du quotient $\frac{e}{\lambda}$ (fig. VI-7) :

$$K = \frac{\sin \frac{\pi e}{\lambda}}{\frac{\pi e}{\lambda}}$$

L'effet d'entrefer entraîne donc une diminution de l'amplitude des signaux de faible longueur d'onde. En fait, la largeur de l'entrefer impose une limitation à la bande passante de la tête.

À titre d'exemple, considérons le cas de la lecture d'un signal enregistré à la vitesse de 19 cm/s avec une tête de lecture de largeur e égale à 10 µm. Nous pouvons dresser le tableau suivant :

Fréquence du signal	Longueur d'onde du signal	$\frac{e}{\lambda}$	K	Efficacité (signal de sortie)
20 kHz	9,5 µm	≈ 1	≈ 0	0
10 kHz	19 µm	≈ 0,5	≈ 0,65	réduite à 65 % de la valeur normale

Avec une vitesse de défilement de 19 cm/s, pour reproduire fidèlement les sons correspondant à des fréquences élevées, il faut un entrefer de largeur nettement inférieure à 10 µm. Les têtes de lecture couramment utilisées comportent un entrefer de largeur inférieure à 5 µm. Malgré cela,

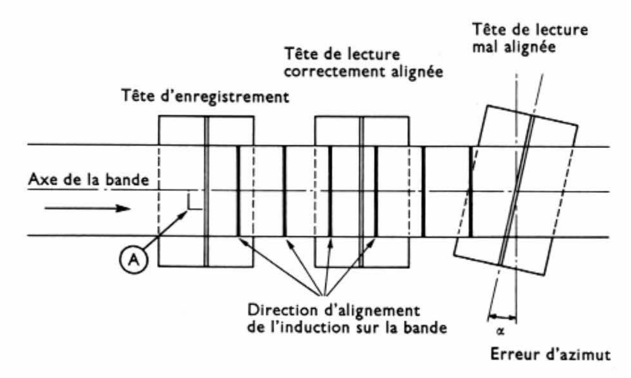


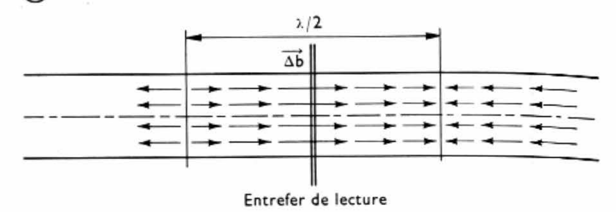
Fig. VI-8 — Angle d'erreur d'azimut

A. La direction habituellement choisie comme référence est la normale à l'axe longitudinal de la bande

il est cependant nécessaire de prévoir des corrections à l'aide de l'amplificateur de lecture.

3.1.2. Effet d'azimut. — Une reproduction fidèle des sons de faibles longueurs d'onde impose que la direction de l'entrefer de la tête de lecture soit rigoureusement parallèle à celle de l'entrefer de la tête d'enregistrement. Tout écart angulaire entre les deux directions, appelé *erreur d'azimut* (fig. VI-8), se traduit par un affaiblissement de l'efficacité de lecture. Celui-ci est d'autant plus important que la longueur d'onde est petite (fig. VI-9).

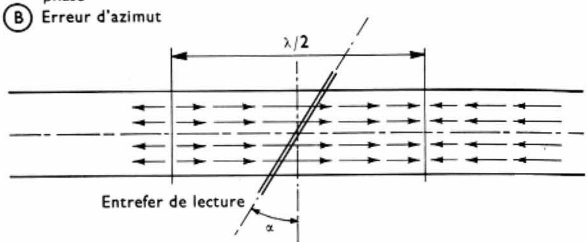
Ⓐ Pas d'erreur d'azimut





L'entrefer de lecture est correctement aligné. La somme Sb des vecteurs élémentaires $\overrightarrow{\Delta b}$ est maximale car ils correspondent à des signaux en phase

Ⓑ Erreur d'azimut



L'entrefer de lecture est mal aligné. L'erreur d'azimut est égale à α. Les vecteurs élémentaires ne correspondent plus à des grandeurs en phase. S'b est inférieur à Sb. L'erreur peut être telle que les vecteurs homologues deviennent deux à deux en opposition de phase. S'b est alors nulle

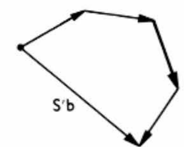
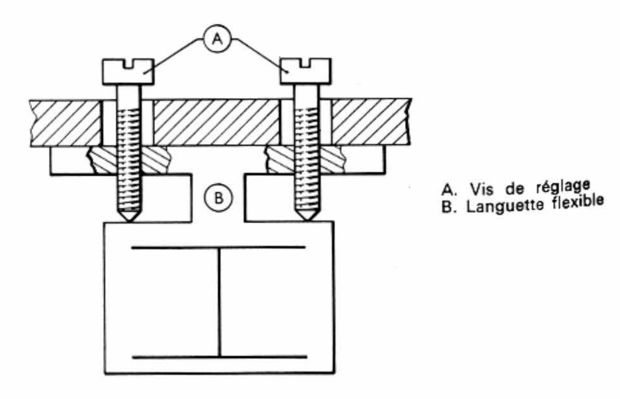


Fig. VI-9 — Explication graphique de l'effet d'erreur d'azimut

Si la direction de l'entrefer des têtes peut être bien définie mécaniquement (fig. VI-10 a et b), en revanche, la direction de l'axe de la bande est beaucoup moins facile à maintenir. Quel que soit le soin apporté à la réalisation des systèmes d'entraînement, il subsiste toujours des imperfections mécaniques qui rendent instable le défilement de la bande devant les têtes.



A. Vis de réglage
B. Languette flexible

Fig. VI-10 a — Exemple de dispositif de réglage d'azimut

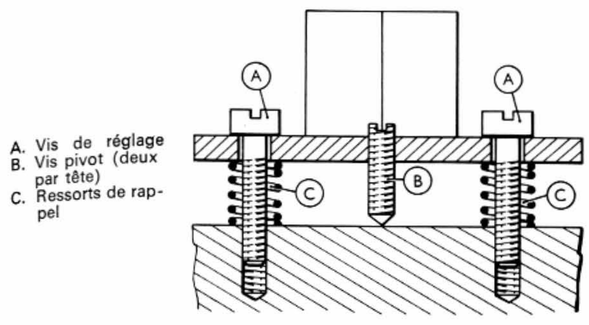


Fig. VI-10 b — Autre exemple de dispositif de réglage d'azimut

3.1.3. Effet d'éloignement. — La lecture d'un signal enregistré exige un contact intime entre la bande et la tête. Le plus léger éloignement entraîne une perte considérable d'efficacité, particulièrement aux faibles longueurs d'onde.

L'efficacité de la tête de lecture est multipliée par un facteur E inférieur à 1 (facteur d'éloignement) fonction de la longueur d'onde λ et de l'écart ε entre la bande et la tête de lecture (fig. VI-11)

$$E = e^{\frac{-2\pi\varepsilon}{\lambda}}$$

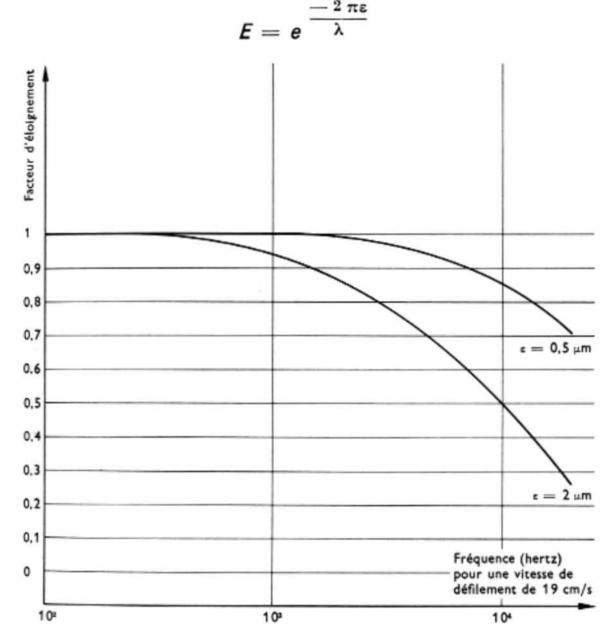


Fig. VI-11 — Facteur d'éloignement. Lecture d'enregistrements à la vitesse de 19 cm/s

L'effet d'éloignement qui a des conséquences importantes, oblige à considérer que la couche magnétique a une épaisseur variable suivant la longueur d'onde. Par suite, comme l'épaisseur de la couche magnétique est d'environ 10 à 15 μm, les particules profondes sont trop éloignées de la tête pour apporter une contribution notable au flux total.

3.2. Influence de la fréquence. — L'étude de l'influence de la fréquence sur le comportement de la tête de lecture peut être faite sans tenir compte de la bande magnétique. Un fil, tendu devant l'entrefer et parcouru par un courant, permet de créer le champ magnétique nécessaire. Avec un courant alternatif d'intensité $i = \widehat{I} \sin \omega t$, le flux φ dans les tôles de la tête de lecture est égal à :

$$\varphi = \widehat{\Phi} \sin \omega t$$

La force électromotrice e induite dans les bobinages, proportionnelle à la dérivée de φ est donnée par la relation suivante :

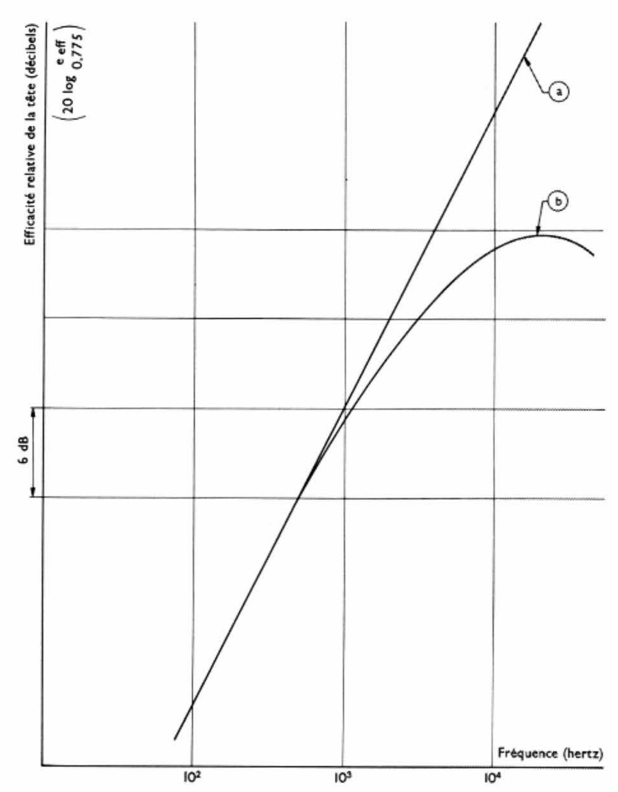
$$e = K \widehat{\Phi}\, \omega \cos \omega t$$

Elle dépend donc :

— d'une part de l'amplitude $\widehat{\Phi}$ du flux,

— d'autre part de la pulsation ω, donc de la fréquence f du signal $\left(f = \frac{\omega}{2\pi}\right)$.

Théoriquement, l'amplitude de la tension induite est proportionnelle à la fréquence f. Pratiquement, l'efficacité de la tête est très vite limitée (fig. VI-12) car il se produit



a) Réponse théorique à un flux d'amplitude constante
b) Réponse réelle
(e_{eff} est exprimée en volts)

Fig. VI-12

un certain nombre de pertes électromagnétiques dans les tôles du noyau (pertes par hystérésis et par courants de Foucault). Cette baisse d'efficacité peut être compensée à l'aide de l'amplificateur de lecture.

4. PROBLÈMES POSÉS PAR L'ENREGISTREMENT DU SIGNAL

4.1. Intérêt d'une polarisation magnétique. — Le courant correspondant au son à enregistrer, même amplifié, ne peut être envoyé directement dans la tête d'enregistrement comme nous l'avions admis précédemment (V. chap. 1). Cette utilisation, qui semble satisfaisante a priori, conduit à un enregistrement d'une qualité déplorable. Pour l'expliquer, il faut tenir compte de la caractéristique de transfert de la bande magnétique, c'est-à-dire de la courbe qui représente la loi de variation de l'induction rémanente b_r en fonction du champ magnétisant h (V. fig. VI-13).

À un champ magnétisant sinusoïdal variant de $-H$ à $+H$, correspond une induction b_r non sinusoïdale : les deux grandeurs ne sont pas proportionnelles. Le signal est déformé.

Pour exploiter plus judicieusement les caractéristiques de cette courbe de transfert, dans un premier temps un champ continu a été ajouté au champ alternatif à enregistrer. Cette « polarisation » permet de choisir la zone de travail sur les segments AP ou $A'P'$ de la caractéristique de transfert de la bande. L'utilisation de portions droites de la caractéristique conduit à un enregistrement de meilleure qualité :

— l'efficacité du transfert est plus grande que dans le cas précédent : à une variation h du champ magnétisant

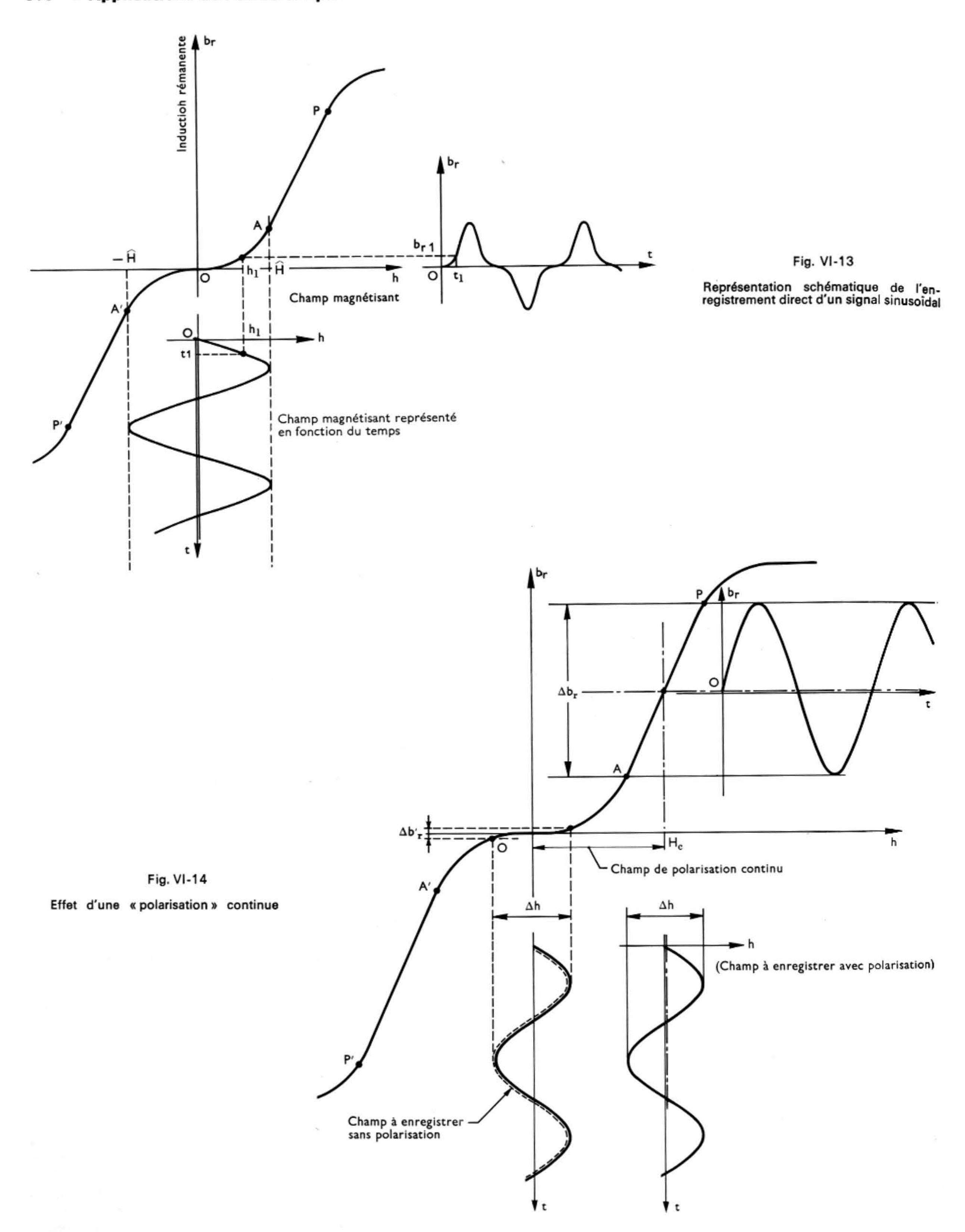


Fig. VI-13

Représentation schématique de l'enregistrement direct d'un signal sinusoïdal

Fig. VI-14

Effet d'une « polarisation » continue

correspond une variation b_r plus importante (fig. VI-14) ;

— la déformation du signal est considérablement réduite. Malheureusement, du fait de cette polarisation continue sur la bande, subsiste une aimantation rémanente correspondant au champ de polarisation H_c. Elle est la cause d'un bruit de fond important dont le niveau est inadmissible pour un enregistrement de qualité.

La polarisation par courant continu a été très vite abandonnée au profit d'une polarisation par courant alternatif f de haute fréquence. Celle-ci est choisie nettement supérieure à la plus grande des fréquences des composantes du spectre du signal à enregistrer. Ainsi, les avantages de la polarisation sont conservés et le bruit de fond gênant est éliminé (la fréquence est telle que l'enregistrement du

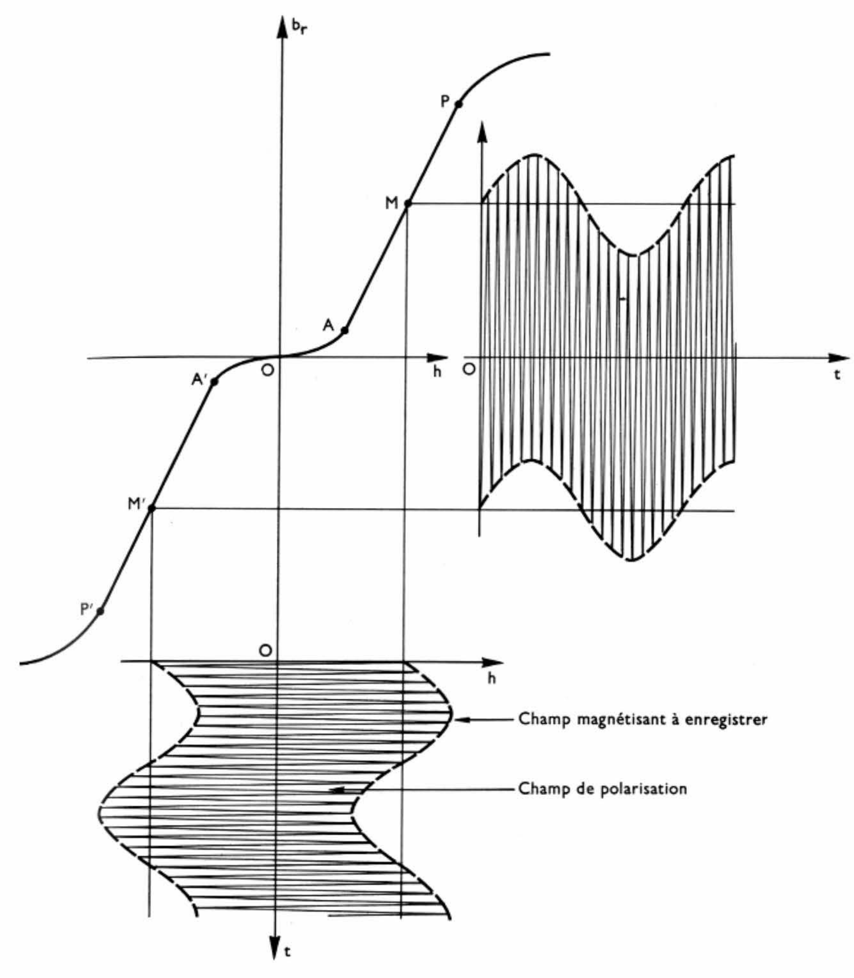


Fig. VI-15

Effets d'une polarisation par courant alternatif H.F.

signal H.F. est hors des possibilités du système (fig. VI-15).

L'utilisation systématique de ce procédé de polarisation a été déterminante dans le développement de l'enregistrement magnétique.

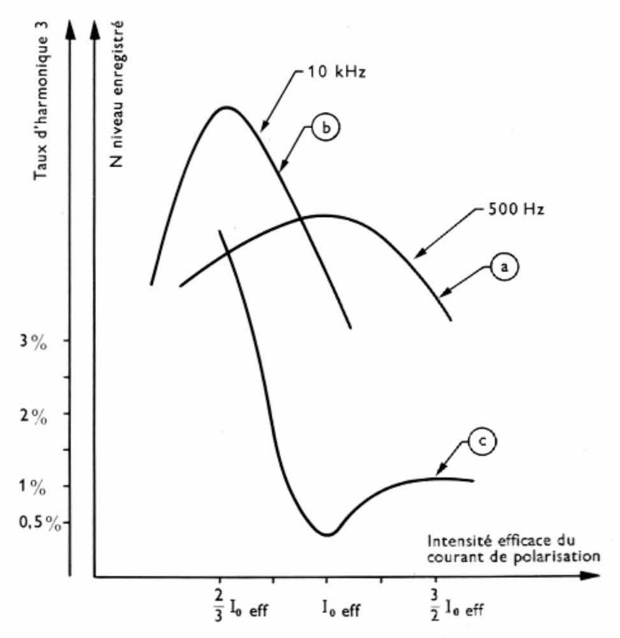
L'influence du courant de polarisation peut être mise en évidence par des mesures simples de l'amplitude et de la distorsion harmonique du signal enregistré. L'examen des résultats de ces mesures permet d'ailleurs de déterminer avec précision la valeur du courant de polarisation à adopter (fig. VI-16).

Une valeur optimale de l'intensité I_{0eff} du courant de polarisation permet d'obtenir simultanément le niveau maximal pour le signal enregistré et la plus faible distorsion harmonique.

Les courbes d'efficacité se décalent vers la gauche lorsque la fréquence augmente. En revanche, la position de la courbe de distorsion reste pratiquement toujours la même. En réalité, les positions relatives de ces différentes courbes dépendent de la longueur d'onde et l'écart constaté entre 500 Hz et 10 kHz lorsque la vitesse de défilement est de 19 cm/s, est le même qu'entre 250 Hz et 5 kHz lorsque la vitesse est égale à 9,5 cm/s.

Cependant, il n'est pas nécessaire de modifier le réglage de la polarisation lorsque la vitesse de défilement est changée car la valeur choisie pour la vitesse de 19 cm/s correspond à un bon compromis entre les conditions à réaliser pour les vitesses comprises entre 38 cm/s et 9,5 cm/s.

4.2. Limites du procédé. — L'enregistrement et la reproduction d'informations à caractère analogique imposent l'utilisation de signaux dont l'amplitude admet une limite supérieure à cause de la saturation du support et une limite inférieure du fait du bruit de fond (informations parasites). L'enregistrement magnétique des sons n'échappe pas à cette règle. Actuellement, les limites de cette technique dépendent essentiellement de la bande magnétique. Un compromis judicieux a permis une utilisation optimale des possibilités offertes par ce procédé.



a. Variation du niveau enregistrée à 500 Hz (19 cm/s)
b. Variation du niveau enregistrée à 10 kHz (19 cm/s)
c. Variation du taux d'harmonique 3 (quelle que soit la fréquence)

Fig. VI-16 — Variation du niveau enregistré et de la distorsion en fonction du courant de polarisation

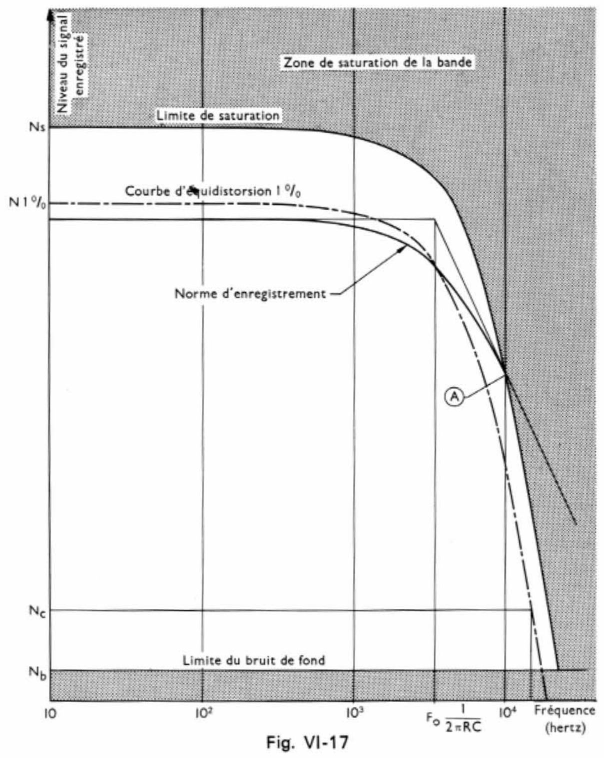


Fig. VI-17

Symbolisation de l'utilisation optimale des caractéristiques de la bande

Si l'on choisit d'enregistrer à niveau constant et avec au maximum 1 % de distorsion une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 15 kHz, le compromis est représenté par la droite N_c ; la garde par rapport au bruit de fond $N_c - N_b$ est alors trop faible

La norme adoptée coupe la courbe de saturation en A, ce qui est contraire à l'une des hypothèses de départ, à savoir 1 % de distorsion. En fait cela n'a aucun inconvénient car dans la plupart des sons à enregistrer les composantes de fréquence élevée ont une amplitude beaucoup plus faible que les composantes de fréquence basse

La limite de saturation n'est pas constante : son niveau dépend de la fréquence ou plus exactement de la longueur d'onde (fig. VI-17). En effet, puisque l'épaisseur de couche magnétique utile se réduit aux faibles longueurs d'onde, il est normal que, parallèlement, le niveau de saturation soit diminué. De plus, comme la bande enregistrée est constituée d'une succession de petits aimants élémentaires (dont la longueur est égale à la longueur d'onde considérée) chacun d'eux est soumis à un champ démagnétisant dès qu'il se trouve en dehors de tout champ magnétique. Ce champ démagnétisant, inversement proportionnel à la longueur du doublet, prend donc beaucoup plus d'importance pour les faibles longueurs d'onde.

La saturation ne doit jamais être atteinte lors d'un enregistrement sonore. Par sécurité, un taux maximal de distorsion est fixé ; en général, dans le domaine professionnel, il est pris égal à 1 %. Ainsi, la limite supérieure se trouve abaissée au niveau de la courbe d'équidistorsion 1 %. Le meilleur compromis qualité-bruit de fond est alors obtenu lorsque le niveau du signal se trouve placé sur cette courbe, quelle que soit la fréquence de ce signal. Cela exige des corrections en fonction de la fréquence mais



Magnétophone stéréophonique haute-fidélité ; 4 pistes ; 2 vitesses (9,5 et 19 cm/s) ; puissance : 2×4 watts (*Grundig*)

cette servitude est largement compensée par l'amélioration considérable de l'enregistrement.

4.3. Norme d'enregistrement. — La variation nécessaire du niveau enregistré en fonction de la fréquence doit être compensée à la lecture par une correction exactement inverse. Pour que les enregistrements puissent être échangés, il était indispensable d'adopter une courbe définie d'une façon simple et rendant facile des corrections de compensation ; elle est appelée *norme d'enregistrement*.

Il se trouve que la variation d'impédance d'un circuit résistance-capacité en fonction de la fréquence, donne avec une approximation suffisante les courbes souhaitées (fig. VI-18). Ce dispositif a été choisi pour définir la norme pour deux avantages essentiels : la simplicité de la définition (un seul paramètre à considérer : le produit *RC*), la correction de lecture, réalisable avec des circuits simples.

Exemple: la norme d'enregistrement, pour une vitesse de défilement de 19 cm/s, est de 50 µs ($RC = 50\,\mu s$). Elle peut être représentée par la courbe d'impédance d'un réseau dont la fréquence de coupure est :

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,50\,10^{-6}} \approx 3\,184 \text{ Hz}$$

5. L'EFFACEMENT

La possibilité d'effacer un enregistrement, c'est-à-dire de supprimer toute variation d'induction sur la bande magnétique, est un des avantages de ce mode d'enregistrement. Le support peut être réutilisé indéfiniment sans que ses qualités d'origine soient notablement modifiées. Ce résultat peut être obtenu en saturant la bande au moyen d'un champ magnétique continu ou à l'aide d'un dispositif d'effacement qui permet de désaimanter la couche sensible. Ce procédé est préféré au précédent. Le milieu enregistré est soumis à des champs alternatifs, d'abord très grands puis progressivement décroissants (V. t. 1, Magnétisme, chap. 2). L'état magnétique du corps est représenté par un point

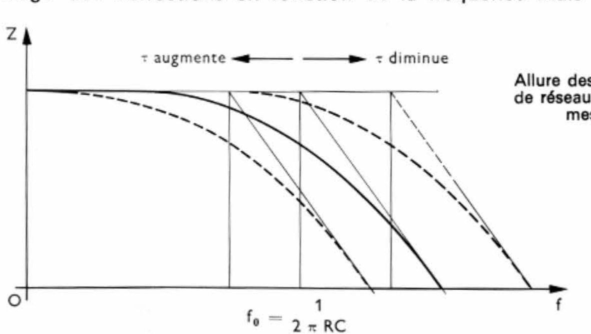


Fig. VI-18

Allure des variations d'impédance de réseau RC définissant les normes d'enregistrement

R
C
i
u

f_0, fréquence de coupure du circuit, est définie par la relation :

$$RC\,\omega_0 = 1 \Longleftrightarrow f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,RC}$$

$$\underline{Z} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

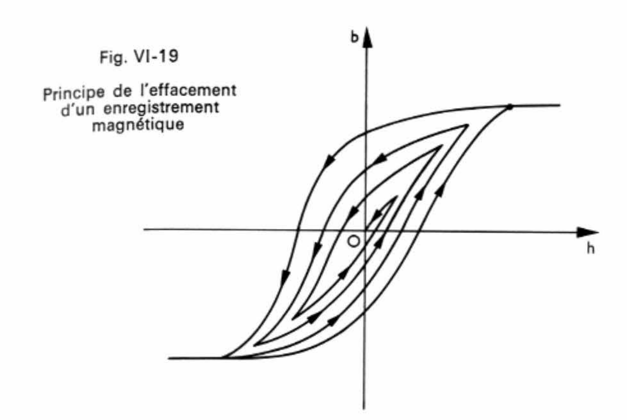


Fig. VI-19
Principe de l'effacement d'un enregistrement magnétique

qui décrit des cycles d'hystérésis de plus en plus petits (fig. VI-19). Ainsi, l'aimantation rémanente se trouve être quasiment nulle à la fin de l'opération.

Cette opération est réalisée en plaçant des bandes magnétiques entières dans des « fours à effacer », appareils assez encombrants fournissant le champ magnétique décroissant nécessaire. Plus souvent, l'effacement est automatiquement assuré par les appareils enregistreurs; ils sont tous munis d'une tête d'effacement qui produit la désaimantation de la couche avant son passage devant la tête d'enregistrement.

Une tête d'effacement diffère peu d'une tête d'enregistrement. L'entrefer du circuit magnétique est cependant beaucoup plus large afin que le champ d'action soit étendu. Ce circuit est réalisé en ferrite dont les pertes sont moins importantes que celles des matériaux ferreux (les fréquences de fonctionnement étant voisines de 100 kHz, il est intéressant que la puissance dépensée pour l'effacement ne soit pas trop importante). La décroissance progressive du champ est automatique puisque chaque parcelle de bande s'éloigne de la zone d'influence de la tête avec une vitesse constante.

La qualité de l'effacement s'apprécie généralement à l'aide du rapport de l'amplitude du signal d'origine et de celle du signal résiduel. Ce rapport doit être égal au moins à mille.

6. LA BANDE MAGNÉTIQUE

Actuellement, on utilise exclusivement des bandes et des films magnétiques du type « couché », comprenant un support plastique lisse (bandes) ou perforé (films) recouvert d'une couche d'oxyde de fer magnétique enrobé dans un liant.

Le support plastique est en acétate, diacétate ou triacétate de cellulose, en polychlorure de vinyle, en téréphtalate de polyéthylène (mylar, tergal), etc., de 10 à 150 μm d'épaisseur, selon les utilisations.

L'épaisseur du milieu magnétique pulvérulent est comprise entre 6 et 20 μm.

Les bandes magnétiques, destinées à l'enregistrement des sons, ont une largeur de 6,25 mm (6,25 ± 0,05 mm) et leurs longueurs sont comprises entre 45 et 1 000 m. Les films magnétiques, établis sur support perforé et plus spécialement destinés à l'enregistrement synchrone des sons, ont les dimensions et les caractéristiques des films cinématographiques normalisés (35 mm, 17,5 mm, 16 mm, 9,5 mm, 8 mm).

Le support, dont le rôle est purement mécanique, est souple et résistant. Ses propriétés dépendent peu des facteurs atmosphériques: température, degré hygrométrique. Les couches magnétiques, obtenues par la dispersion des grains d'oxyde de fer, sont homogènes; elles sont très stables dans le temps.

Le matériau ferromagnétique couramment utilisé est l'oxyde de fer magnétique. L'oxyde ferrique, Fe_3O_4, utilisé autrefois, est pratiquement abandonné au profit de l'oxyde ferreux $Fe_2O_3\gamma$, plus stable. Les différents types d'oxydes ferreux, identiques du point de vue chimique et structure cristalline, présentent des différences notables dans la forme de leurs cristaux élémentaires; l'examen au microscope électronique fait apparaître deux catégories distinctes: des oxydes à structure cubique et des oxydes aciculaires



Magnétophone stéréophonique haute-fidélité (*Telefunken*)

(en forme d'aiguilles de moins d'un micromètre de long). Cette dernière variété possède les propriétés des aimants longs et étroits: le champ démagnétisant est faible. Il en résulte des propriétés électroacoustiques intéressantes, en particulier une diminution de la distorsion linéaire aux fréquences élevées. La forme aciculaire permet en outre une orientation systématique lors du couchage (champ magnétique directeur); les aimants élémentaires sont alors utilisés dans les meilleures conditions. Il en résulte un gain appréciable de sensibilité — de l'ordre de 3 dB à 1 000 Hz — et une diminution des bruits de fond et de modulation.

Dans certains cas, on utilise du bioxyde de chrome à la place des oxydes de fer. Il est plus difficile à obtenir que ceux-ci, mais il présente de nombreux avantages: induction rémanente plus grande, démagnétisation moins facile. Parallèlement, il permet d'enregistrer deux fois plus d'informations par unité de longueur de bande magnétique; la vitesse de défilement d'un ruban à bioxyde de chrome peut être deux fois plus faible que celle d'un ruban à oxydes de fer sans que la qualité de l'enregistrement soit modifiée.

7. LES APPAREILS D'ENREGISTREMENT

7.1. Structure de la partie mécanique. — La structure mécanique des machines d'enregistrement est essentiellement déterminée par le type de bande qu'elles utilisent. Les mécanismes sont simples et légers sur les magnétophones utilisant la bande lisse; ils sont complexes et lourds sur les magnétophones utilisant la bande perforée.

7.1.1. Magnétophones utilisant la bande lisse. — Les magnétophones utilisant la bande lisse de 6,25 mm de large sont les plus répandus aussi bien dans le domaine grand public que dans le domaine professionnel.

La bande est entraînée par pincement entre un cabestan et un galet presseur caoutchouté (fig. VI-20). Le cabestan

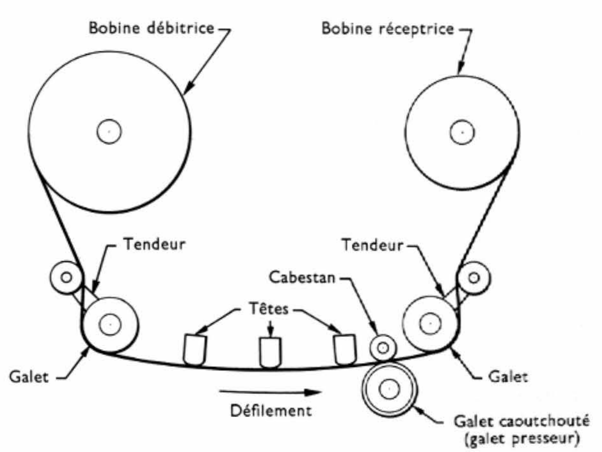


Fig. VI-20 — Mécanisme d'entraînement des bandes lisses

doit être parfaitement rectifié. La pression du galet caoutchouté est réglée de façon à éviter le glissement de la bande. Elle doit cependant rester suffisamment faible pour ne pas fléchir le cabestan.

L'entraînement est dit *direct* si le cabestan est solidaire de l'axe moteur; c'est la solution adoptée généralement pour les grandes vitesses (76 cm/s, 38 cm/s, 19 cm/s). Pour les vitesses plus lentes, l'entraînement est *indirect*. Le cabestan est un axe solidaire d'un lourd volant d'équilibrage et l'ensemble est couplé au moteur par un système de poulies et de courroies. Cette disposition permet d'obtenir des vitesses de défilement basses sans recourir à l'usage de moteurs lents ou de cabestants de trop petit diamètre. Elle offre en outre la possibilité de concevoir des machines multivitesses par simple modification des rapports de transmission.

Jusqu'à ces dernières années, l'entraînement de la bande à vitesse constante était généralement obtenu par un moteur asynchrone synchronisé (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 13). Au démarrage, il fonctionne en moteur asynchrone (le couple est alors important) et il atteint très vite le régime synchrone. À partir de ce moment-là, le couple est beaucoup plus faible mais cela a peu d'importance car la puissance nécessaire au défilement de la bande est toujours faible (de l'ordre du watt) et de plus, le moteur est toujours largement dimensionné.

En fonctionnement en moteur synchrone, la vitesse de rotation du moteur est constante si la fréquence du secteur d'alimentation l'est également. Or, celle-ci peut varier légèrement ($\pm$ 1 %) ; ces écarts sont cependant tolérables pour l'enregistrement sonore.

Toutefois, l'utilisation d'un moteur continu à vitesse asservie (fig. VI-21) connaît actuellement un développement remarquable. Il a d'abord été conçu pour équiper les enregistreurs fonctionnant sur piles (la vitesse du moteur ne peut dépendre alors de la fréquence du secteur et il est cependant nécessaire de la maintenir constante). Sa grande souplesse d'utilisation et les progrès technologiques en ont fait un concurrent sérieux du moteur synchrone.

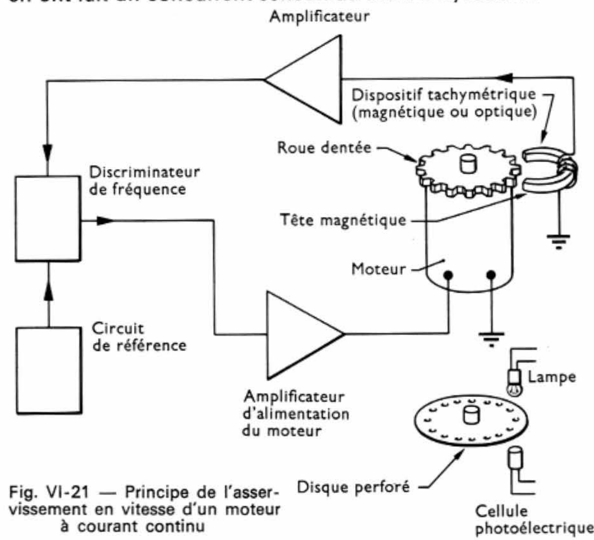


Fig. VI-21 — Principe de l'asservissement en vitesse d'un moteur à courant continu

Un dispositif tachymétrique délivre un signal dont la fréquence dépend de la vitesse de rotation. Dans le circuit discriminateur, cette fréquence est comparée à une fréquence de référence fournie par un oscillateur à quartz ou à circuit accordé (LC ou RC). Une tension d'erreur, proportionnelle à l'écart entre les deux fréquences, est obtenue entre les bornes de sortie du discriminateur ; ce signal est utilisé pour commander la tension d'alimentation du moteur et donc sa vitesse

Pour remplir leur rôle, les bobines débitrice et réceptrice doivent être soumises à l'action de couples mécaniques. La bobine réceptrice est simplement entraînée en rotation pour recevoir la bande entraînée par le cabestan. Le couple exercé sur la bande par son intermédiaire ne doit pas être trop fort afin de ne pas trop tendre la bande en aval du cabestan et de ne pas provoquer un glissement. Il doit cependant être suffisant pour absorber la boucle qui se forme au démarrage (le bras tendeur du galet de sortie aide d'ailleurs à l'absorption de cette boucle).

La bobine débitrice permet d'exercer un couple de retenue sur la bande. Elle détermine la tension de la bande et donc la pression d'application sur les têtes. Pour éviter les effets d'azimut et d'éloignement (V. ci-dessus), il est primordial que cette pression soit bien contrôlée : cette pression est fonction de l'angle d'attaque tête-bande et de la tension (fig. VI-22).

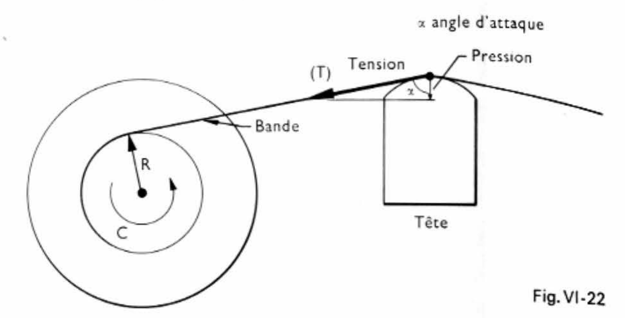


Fig. VI-22

Pour que la pression soit constante, il suffit de maintenir la tension de bande T constante. Or, celle-ci peut être exprimée en fonction du moment du couple de retenue C et du rayon R de la partie de bande sur la bobine :

$$T = \frac{C}{R}$$

Comme R diminue constamment au cours du défilement, il faut modifier C constamment pour que la tension T reste constante. Pratiquement, seuls les magnétophones professionnels sont équipés d'un système régulateur de tension de bande. Sur les autres appareils, la valeur de C est ajustée de façon que la tension soit suffisante quand la bobine est pleine (c'est-à-dire quand R est le plus grand). Des systèmes électroniques très élaborés ont été mis au point. Des systèmes mécaniques assez simples se rencontrent souvent sur les magnétophones autonomes à piles (fig. VI-23).

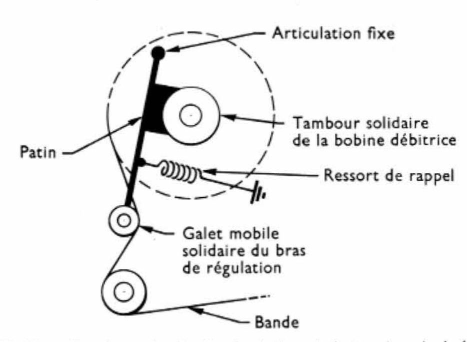


Fig. VI-23 — Système simple de régulation de la tension de la bande (Lorsque la tension augmente, le bras de régulation s'écarte et diminue la pression du patin)

Les couples des broches porte-bobines sont en général obtenus au moyen de moteurs asynchrones. Cependant, sur certains magnétophones bon marché ou sur les magnétophones autonomes, l'entraînement des broches est assuré à partir du moteur pilote par l'intermédiaire de systèmes à friction. Ceux-ci doivent être réalisés avec soin pour ne pas perturber le fonctionnement de ce moteur.

Sur tous les magnétophones à bande lisse il est possible d'obtenir un défilement rapide de la bande, en avant ou en arrière (par exemple, pour rembobiner la bande). Dans ce cas, le galet presseur n'est pas appliqué et l'entraînement se fait simplement à l'aide des broches porte-bobines.

7.1.2. Magnétophones utilisant la bande perforée. — La conception et l'emploi des magnétophones fonctionnant avec des bandes perforées découlent des techniques de production cinématographiques.

Pour synchroniser un film et la bande sonore associée, il est en effet commode d'utiliser pour l'un et l'autre le même support d'enregistrement ; il est ainsi facile de les faire se correspondre perforation à perforation.

Sur ces appareils, l'entraînement de la bande est obtenu au moyen d'une roue dentée qui s'engrène dans les per-

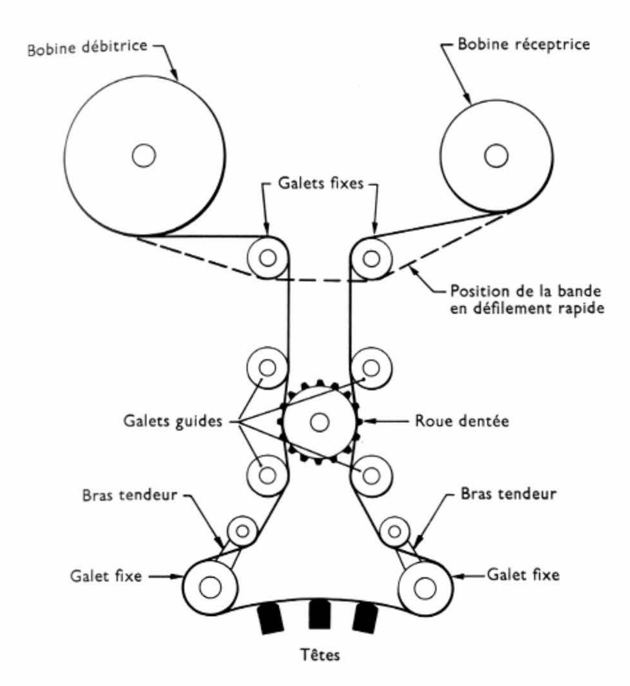


Fig. VI-24 — Mécanisme classique d'entraînement des bandes perforées

forations (fig. VI-24). Ce mode d'entraînement élimine évidemment toute possibilité de glissement. La roue dentée est entraînée par un moteur synchrone selon le mode indirect défini précédemment. L'organe de couplage entre moteur et roue dentée est un réducteur mécanique (vis sans fin) ; le couplage par courroie est exclu dans ce cas. La pression de la bande sur les têtes ne dépend plus alors du couple de retenue exercée par l'intermédiaire de la bobine débitrice : elle est déterminée par l'action des deux bras tendeurs. Pour éviter un éventuel balancement entre ces deux tendeurs, les deux galets situés de part et d'autre des têtes sont équipés de volants lourds dont l'inertie amortit tout mouvement intempestif. Cette disposition, entièrement symétrique, autorise le défilement de la bande aussi bien dans un sens que dans l'autre.

Les deux broches porte-bobines sont en général entraînées par des moteurs. Le bobinage rapide en avant ou en arrière oblige à désaccoupler la bande et la roue dentée. Au cours de cette opération, la bande suit un chemin beaucoup plus direct entre les deux bobines.

Ces mécanismes sont complexes et leur chargement est long (il faut faire passer la bande sur un grand nombre de galets, prendre soin de bien placer les perforations sur les dents, etc.). Ces inconvénients rendent leur emploi peu commode. Cela explique que, dans certains appareils, la bande perforée soit entraînée par un système à cabestan. Les perforations ne jouent plus alors aucun rôle mécanique, mais elles servent de base de temps pour un asservissement électronique.

7.1.3. Magnétophones à cassettes. — L'emploi des bandes à bobines exige des manipulations fastidieuses ; le chargement et l'accrochage sur la bobine réceptrice ne sont pas toujours faciles. Pour éviter ces inconvénients, depuis quelques années sont apparus sur le marché des appareils utilisant la bande en « cassette ». Celle-ci est une boîte plate, fermée, qui comprend la bobine débitrice et la bobine réceptrice. Des ouvertures sont ménagées pour le passage des têtes et du cabestan d'entraînement.

La bande se trouve bien protégée et peut être manipulée sans aucun soin particulier. De plus, l'utilisation de la cassette est fort simple : il suffit de la placer dans un alvéole prévu à cet effet sur l'appareil. La bande se trouve automatiquement en place devant les têtes et les mécanismes d'entraînement sont prêts à fonctionner.

Actuellement, ces appareils, conçus et développés pour les besoins « grand public » n'ont pas encore pénétré le domaine professionnel. La bande utilisée dans les cassettes



Vue intérieure d'une cassette avec bande au bioxyde de chrome (*B.A.S.F.*)

(3,81 mm de large) et la vitesse de défilement (4,75 cm/s) ne correspondent pas aux normes professionnelles. Dans ce domaine, en effet, la bande de 6,25 mm de large et la vitesse minimale de 9,5 cm/s sont encore de règle. Pourtant, en radiodiffusion par exemple, ces machines peuvent rendre de grands services.

7.2. Structure de la partie électronique

7.2.1. Chaîne de lecture. — La tension induite recueillie aux bornes de la tête étant très faible (sa valeur efficace est comprise entre 1 à 10 mV), il est nécessaire de l'amplifier. La chaîne de lecture comporte des étages amplificateurs pour remplir ce rôle. Des dispositifs sont aussi prévus pour apporter une correction du signal (elle est fonction de la fréquence) et compenser les pertes d'efficacité de la tête aux faibles longueurs d'onde et les distorsions introduites par celle-ci (fig. VI-25).

Les pertes en fréquence sont compensées dès l'entrée à l'aide du circuit résonnant constitué par la tête d'inductance

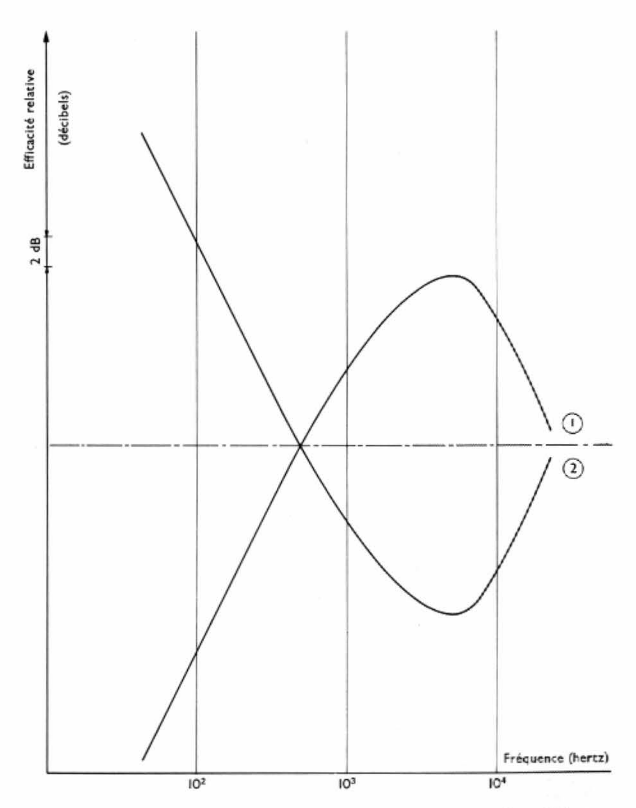


Fig. VI-25 — Détermination de la courbe de réponse de l'amplificateur de lecture

1. Réponse pour la lecture d'une bande enregistrée suivant une certaine norme
2. Courbe de réponse de l'amplificateur de lecture

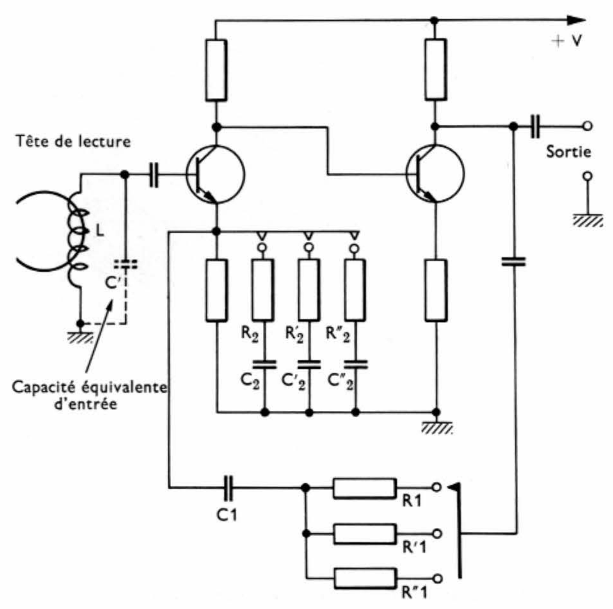


Fig. VI-26 — Schéma d'un amplificateur de lecture classique

L en parallèle avec la capacité équivalente d'entrée du montage C' (fig. VI-26). La compensation, ou égalisation, de la norme est obtenue au moyen d'une contre-réaction réalisée grâce au réseau R_1 - C_1 (V. t. 1, Électronique, chap. 16). Le changement de norme ne nécessite qu'une simple commutation pour remplacer R_1 par une résistance convenable ($R_1 C_1 = n$, si n définit la norme, c'est-à-dire est égale à 50 μs, 35 μs, etc.).

Les compensations de pertes, fonction de la longueur d'onde, peuvent être réalisées au moyen de circuits tels que R_2-C_2 (ou R_2' - C_2' ou R_2'' - C_2''). Il est intéressant que ces réseaux soient facilement commutables lorsqu'il est prévu d'utiliser le magnétophone à différentes vitesses (c'est-à-dire pour différentes gammes de longueurs d'onde).

7.2.2. Chaîne d'enregistrement. — L'amplificateur d'enregistrement remplit deux fonctions. En premier lieu, il permet d'alimenter la tête d'enregistrement et de fournir un courant proportionnel à la tension représentant le signal à enregistrer : c'est une *fonction d'adaptation*. En second lieu, il est utilisé pour apporter les corrections nécessaires à l'enregistrement en tenant compte des niveaux définis par la norme.

La tête d'enregistrement étant une inductance, son impédance Z croît avec la fréquence du signal. L'étage amplificateur qui l'alimente n'est pas influencé par cette variation de charge car il présente une impédance de sortie Z_s beaucoup plus grande que l'impédance de cette charge (fig. VI-27). Le courant i est ainsi pratiquement indépendant de

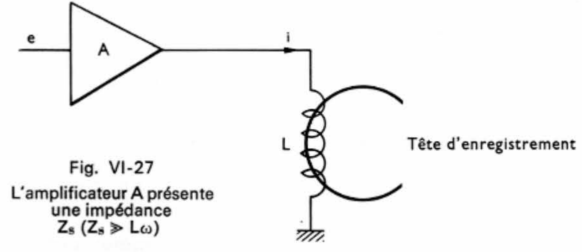


Fig. VI-27
L'amplificateur A présente une impédance Z_s ($Z_s \gg L\omega$)

cette dernière (attaque en courant) et, par conséquent, il en est de même pour le champ inducteur produit par la tête d'enregistrement. L'intensité de ce courant i ne dépend que de la tension appliquée à l'entrée du système (c'est cette grandeur qu'il faut modifier pour régler l'amplitude du champ magnétisant).

L'amplificateur d'enregistrement doit permettre d'enregistrer suivant la norme choisie, c'est-à-dire suivant des niveaux relatifs d'enregistrement fonction de la fréquence. Cela impose l'utilisation d'un amplificateur dont le gain dépend de la fréquence. Il est nécessaire d'augmenter considérablement le courant (donc le flux) aux fréquences élevées pour obtenir sur la bande une aimantation convenable. Cela résulte du fait qu'aux nombreuses pertes dues aux effets d'épaisseur et de démagnétisation, s'ajoute un effet d'effacement.

Pour que l'aimantation d'une petite particule soit maximale, il faut qu'elle sorte de la zone d'action de l'entrefer avant que le champ n'ait diminué. Ces conditions ne sont réalisées qu'aux fréquences suffisamment faibles.

Les corrections, fonction de la fréquence, sont en général apportées dès l'entrée de l'amplificateur, au moyen de circuits résistances-condensateurs (fig. VI-28). Pour les

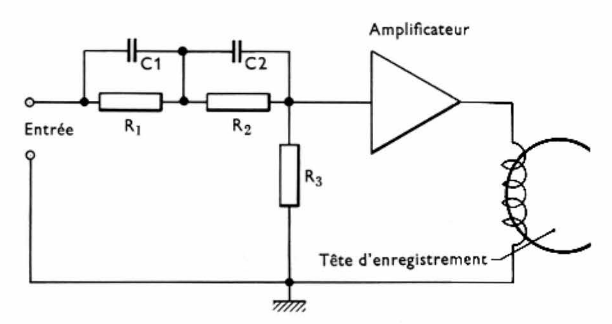


Fig. VI-28 — Schéma type d'un amplificateur d'enregistrement

faibles vitesses de défilement (9,5 cm/s et au-dessous), l'importance des pertes est telle qu'il faut souvent avoir recours à des réseaux inductances-condensateurs. Ces corrections dépendent non seulement de la vitesse de défilement de la bande, mais aussi de la norme choisie. Sur les appareils multivitesses et multinormes, les circuits corrections sont ajustés en commutant par exemple les valeurs des condensateurs.

7.2.3. Oscillateur de polarisation et d'effacement. — La tête d'enregistrement reçoit le signal à enregistrer et le signal de polarisation. Ce courant haute fréquence (60 à 100 kHz) est fourni par un oscillateur qui assure en même temps l'alimentation de la tête d'effacement (fig. VI-29). L'oscillateur H.F. et l'amplificateur d'enregis-

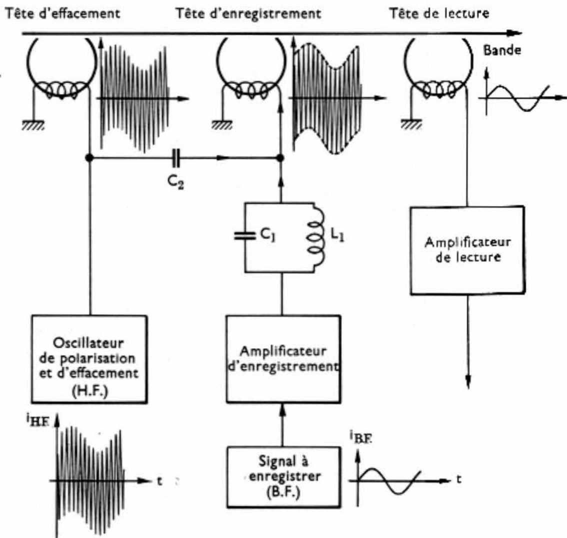


Fig. VI-29 — Addition du signal de polarisation au signal à enregistrer. En général l'amplitude du courant H.F. est dix fois celle du courant B.F.

trement fonctionnent sans se perturber l'un l'autre car ils sont séparés :

— d'une part par le circuit accordé L_1 - C_1 qui présente une impédance théoriquement infinie pour le courant H.F.,

— d'autre part, par le condensateur C_2 dont la capacité est choisie de façon que son impédance soit faible à la

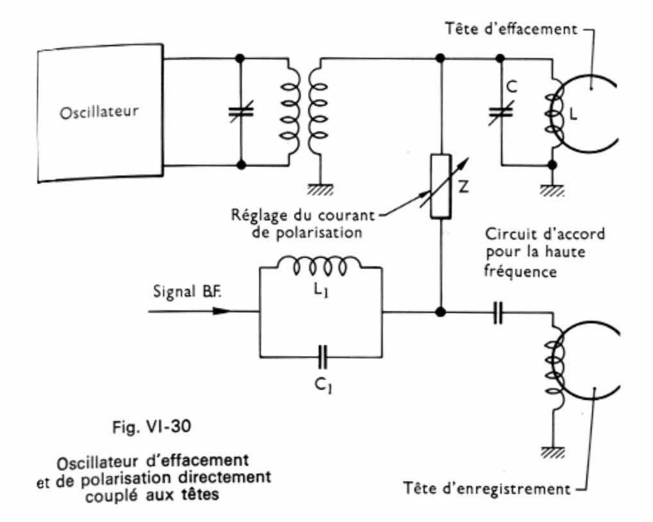


Fig. VI-30

Oscillateur d'effacement et de polarisation directement couplé aux têtes

fréquence du courant de polarisation, mais soit suffisamment importante aux fréquences les plus grandes de la modulation.

La tête d'effacement doit souvent être traversée par un courant important (0,2 à 1 A). La tête d'enregistrement consomme un courant plus faible (inférieur à 10 mA). La tête d'effacement peut être réunie directement à l'oscillateur H.F.; elle est alors accordée sur la fréquence de l'oscillateur. La tête d'enregistrement est placée en parallèle avec la précédente puisqu'elle ne demande qu'un faible courant par rapport à celle-là. Une impédance variable, résistance ou condensateur, permet le réglage du courant de polarisation (fig. VI-30).

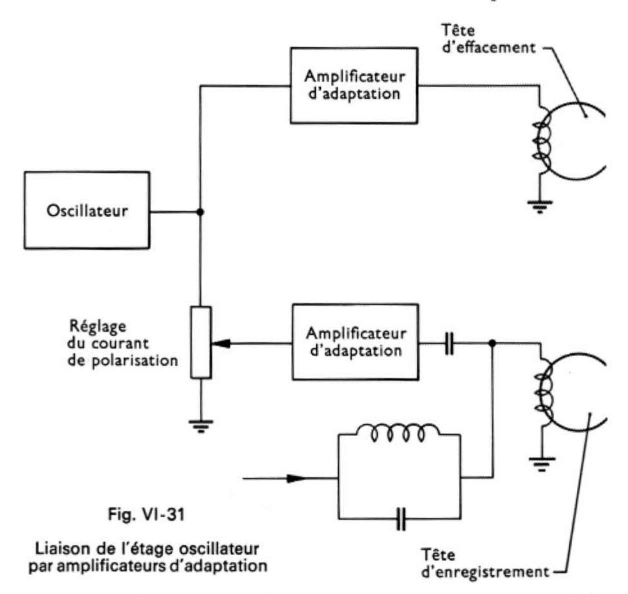


Fig. VI-31

Liaison de l'étage oscillateur par amplificateurs d'adaptation

Cette solution simple est souvent retenue pour le matériel grand public. Pour les appareils professionnels, une solution plus complexe mais plus souple est très souvent utilisée. L'oscillateur est raccordé aux deux têtes par l'intermédiaire de deux amplificateurs d'adaptation (fig. VI-31).

L'oscillateur ne fournit aucune puissance: il peut donc être beaucoup plus stable. Par ailleurs, le changement des têtes est très facile, car les variations éventuelles d'impédance n'ont pas d'influence sur le fonctionnement de l'ensemble.

RADIOÉLECTRICITÉ

CHAPITRE PREMIER

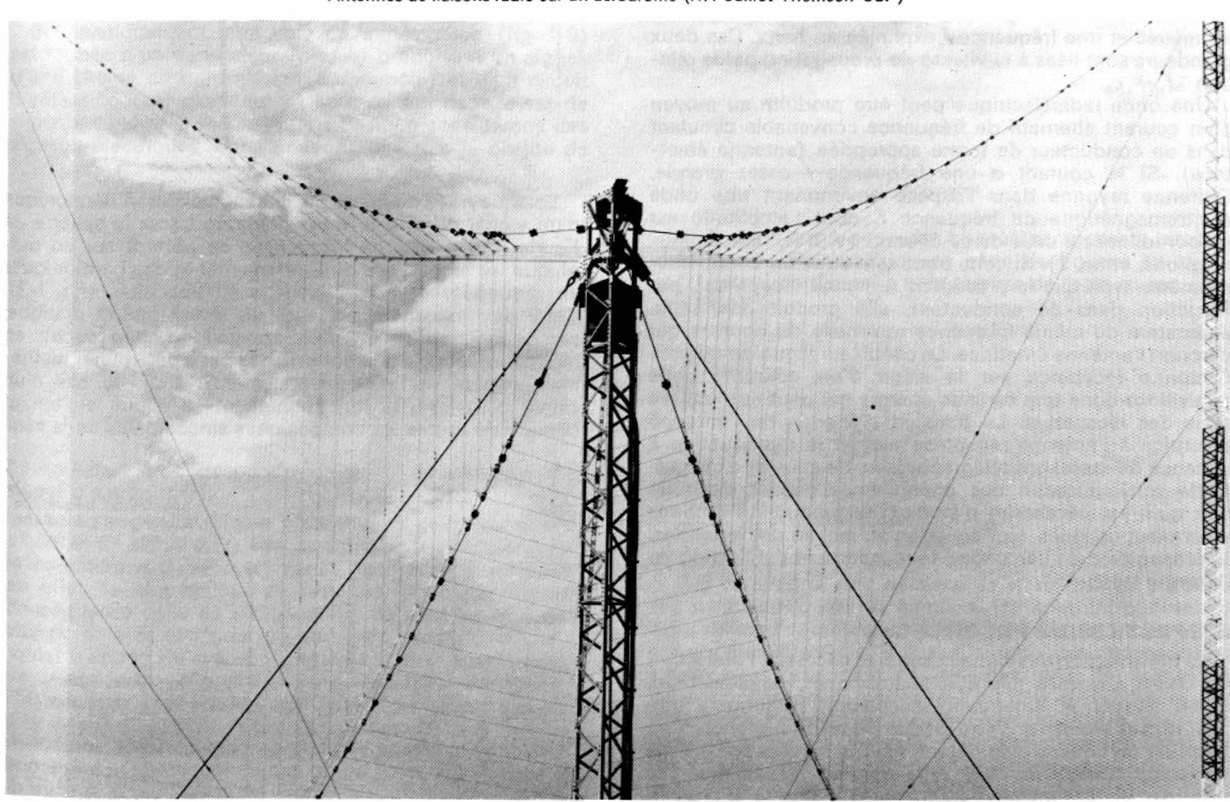
ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES TRANSMISSION D'UN SIGNAL

La radioélectricité regroupe l'ensemble des techniques dans lesquelles sont mises en œuvre les propriétés des ondes électromagnétiques pour la transmission d'informations. La radiodiffusion, la télévision, la radionavigation, le radar, représentent quelques-unes des applications de la radioélectricité. La radiodiffusion permet la transmission des sons, souvent à des distances considérables. La télévision, en donnant la possibilité de transmettre simultanément images et sons, ouvre un champ d'action encore plus vaste. La radionavigation groupe l'ensemble des techniques d'aide à la navigation, tant aérienne que maritime. Le radar apporte également une aide précieuse pour le guidage d'avions et de navires car il permet la détection des obstacles fixes ou mobiles.

1. PRINCIPE D'UNE TRANSMISSION

— *Informations à transmettre.* — Les informations à transmettre peuvent prendre différentes formes. Il peut s'agir de signaux acoustiques, tels que ceux engendrés par les vibrations des cordes vocales (paroles), ou de signaux optiques ou encore de signaux électriques provenant d'un phénomène physique (mesures de grandeurs). D'une manière générale, tout langage établi suivant un code déterminé constitue une information. Dans tous les cas, les signaux d'information sont transformés en signaux électriques par l'intermédiaire d'appareils, appelés transducteurs. Par exemple, un microphone est un transducteur qui permet d'obtenir des signaux électriques à partir de

Antennes de liaisons radio sur un aérodrome (*R. Pouillot-Thomson-CSF*)



signaux acoustiques (parole, musique). En télévision, une image à transmettre est transformée en signaux électriques par l'intermédiaire d'une caméra de prise de vues.

— *Réception de l'information.* — Dans le cas le plus simple, le point d'arrivée est constitué par un organe sensoriel de l'individu, l'oreille pour les sons, les yeux pour les images, le cerveau faisant la synthèse et l'interprétation des signaux. Dans d'autres cas, les signaux électriques sont reçus par des dispositifs qui sont aussi des transducteurs et qui permettent de reconstituer l'information d'origine.

— *Transmission.* — Entre le point d'émission et le point de réception, il faut transmettre l'information. Aujourd'hui, la transmission se fait au moyen d'ondes électromagnétiques. Les ondes radioélectriques, comme la lumière et les rayons X, sont des ondes électromagnétiques (V. t. 1, Optique, chap. 4), c'est-à-dire essentiellement des champs électriques et magnétiques qui coexistent et varient très rapidement ; ces champs variables se propagent à la vitesse c_0 de la lumière ($c_0 \approx 3.10^8$ m/s). Dans le cas d'une onde sinusoïdale, le champ électrique et le champ magnétique sont sinusoïdaux et en phase. Leurs directions sont perpendiculaires entre elles et perpendiculaires à la direction de propagation définie par le vecteur vitesse $\vec{v}$ (fig. I-1). Cette

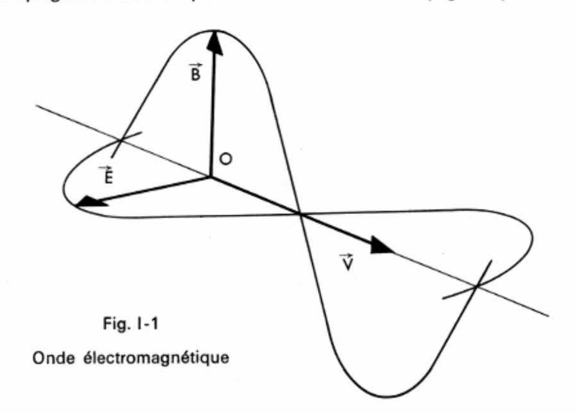


Fig. I-1
Onde électromagnétique

onde est caractérisée par une longueur d'onde λ exprimée en mètres et une fréquence f exprimée en hertz. Ces deux grandeurs sont liées à la vitesse de propagation par la relation $\lambda f = c_0$.

Une onde radioélectrique peut être produite au moyen d'un courant alternatif de fréquence convenable circulant dans un conducteur de forme appropriée (antenne émettrice). Si le courant a une fréquence f assez grande, l'antenne rayonne dans l'espace environnant une onde électromagnétique de fréquence f, dont l'amplitude est proportionnelle à celle de ce courant (V. t. 2, Télécommunications, chap. 2). Si cette onde rencontre un conducteur de même type que le précédent (antenne réceptrice), par induction dans ce conducteur, elle produit une f.é.m. alternative de même fréquence que celle du courant qui parcourt l'antenne émettrice. Le circuit sur lequel se referme l'antenne réceptrice est le siège d'un courant; nous recueillons donc une certaine énergie qui peut être utilisée dans des récepteurs. Le transfert d'énergie de l'antenne émettrice à l'antenne réceptrice permet la reproduction à distance de messages télégraphiques, de sons et d'images. Cette schématisation des phénomènes permet donc de voir qu'il est nécessaire d'étudier : la production d'ondes électromagnétiques, leur émission au moyen des antennes, la propagation de ces ondes, la réception et l'utilisation de l'énergie reçue.

2. SPECTRES DE FRÉQUENCES

La transmission des signaux sonores nécessite l'utilisation de divers appareils tels que microphones, amplificateurs basse fréquence, émetteurs, récepteurs ; ils forment une *chaîne*. Les éléments d'une chaîne peuvent être choisis en fonction de critères bien déterminés qui doivent être définis en tenant compte des lois de la physique sensorielle. Par exemple, pour la transmission de sons, il faut tenir compte du fait que l'oreille est sensible à des vibrations de fréquence comprises approximativement entre 20 Hz et 20 000 Hz ; la transmission d'un domaine de fréquences compris entre 400 Hz et 3 400 Hz est suffisante pour rendre les paroles compréhensibles. Cela conduit à définir le spectre de fréquences d'un signal.

Dans les différents domaines de la physique, les mouvements oscillatoires sont rarement des mouvements sinusoïdaux. Un mouvement oscillatoire de fréquence f peut cependant être considéré comme la somme d'oscillations sinusoïdales dont les fréquences sont égales à f, $2f$, $3f$, etc. L'oscillation de fréquence f est appelée *fondamental* et les autres, de fréquence $2f$, $3f$, ..., sont les *harmoniques* de rang 2, 3, ... (V. t. 1, Mathématiques, chap. 23).

En général, l'amplitude des harmoniques est plus petite que celle du fondamental et elle décroît quand le rang de l'harmonique augmente ; des harmoniques peuvent manquer dans la décomposition. Par exemple, le signal complexe de la figure I-2 peut être considéré comme la superposition d'un terme fondamental et de deux harmoniques (l'un de rang 2 et l'autre de rang 4). Un point H de la courbe (R) a une ordonnée égale à la somme des ordonnées des points E, F et G qui correspondent à un même instant t_0 :

$$\overline{DH} = \overline{DE} + \overline{DF} + \overline{DG}$$

Nous pouvons obtenir de la même manière tous les points de la courbe résultante (R).

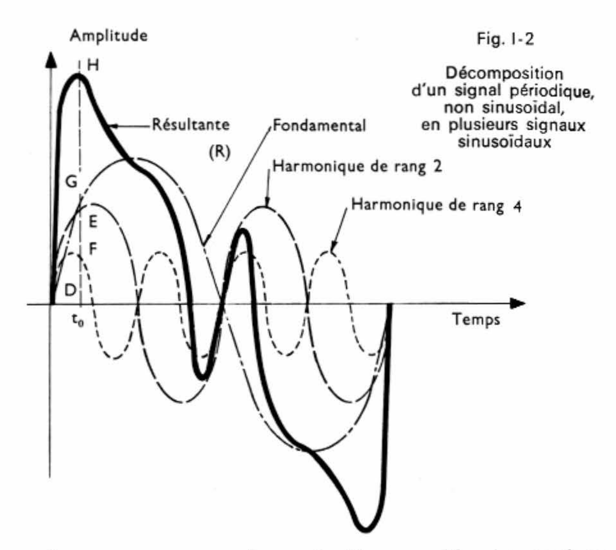


Fig. I-2
Décomposition d'un signal périodique, non sinusoïdal, en plusieurs signaux sinusoïdaux

Lorsque nous connaissons la décomposition harmonique d'un signal complexe, nous pouvons tracer le spectre de Fourier ou spectre de fréquences en portant sur un graphique les amplitudes du fondamental et des harmoniques en ordonnées et les fréquences en abscisses (fig. I-3). Cette décomposition présente un grand intérêt pratique, car le fonctionnement d'un appareil ou d'un circuit en régime sinusoïdal est connu (ou facile à déterminer mathématiquement ou expérimentalement). Dans le cas d'un signal complexe, le fonctionnement se déduit en tenant compte de toutes les composantes sinusoïdales de la série

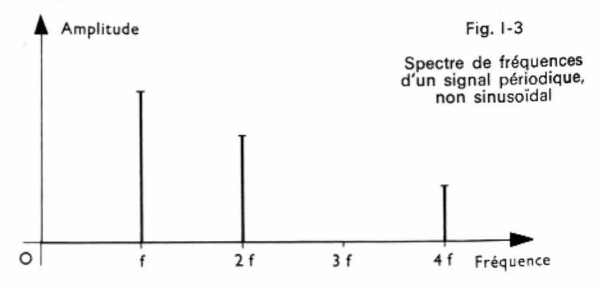


Fig. I-3
Spectre de fréquences d'un signal périodique, non sinusoïdal

de Fourier correspondant à ce signal. Aussi, lorsque la réponse de l'appareil ou du circuit dépend de la fréquence, sommes-nous particulièrement intéressés par le spectre de fréquences du signal, notamment par son étendue (différence entre les fréquences extrêmes du spectre). Dans la

suite, le plus souvent nous chercherons à mettre directement toute grandeur $f(t)$, fonction du temps, sous la forme suivante :

$$f(t) = A_0 + A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1) + A_2 \cos(2\,\omega_0 t - \varphi_2) + \ldots + A_n \cos(n\omega_0 t - \varphi_n) + \ldots$$

Le terme A_0, qui représente la valeur moyenne de $f(t)$, n'existe pas toujours (fig. I-4 et I-5).

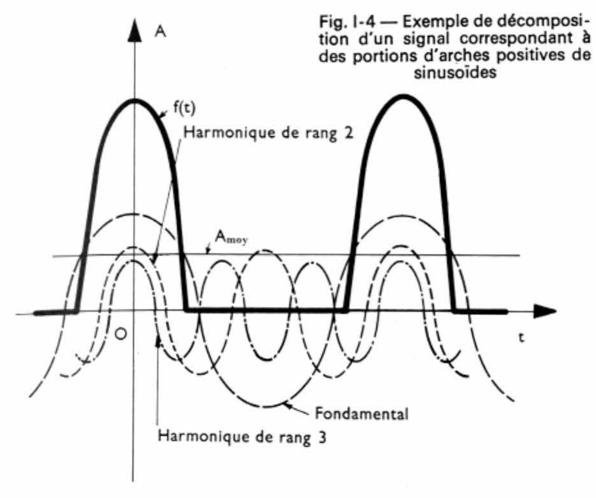


Fig. I-4 — Exemple de décomposition d'un signal correspondant à des portions d'arches positives de sinusoïdes

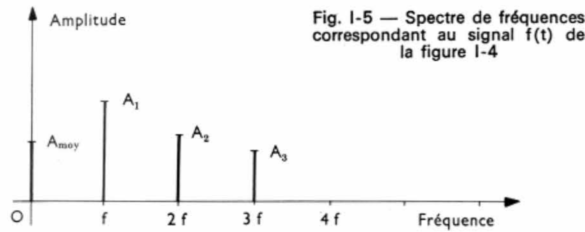


Fig. I-5 — Spectre de fréquences correspondant au signal f(t) de la figure I-4

3. DÉFINITION D'UNE TRANSMISSION IDÉALE

Schématiquement, une voie de transmission (fig. I-6) est formée d'un générateur (dipôle) produisant un signal, d'une chaîne de transmission (quadripôle) et d'un circuit d'utilisation (par exemple, un haut-parleur dans le cas de signaux sonores à reconstituer). Si nous considérons des signaux électriques, nous pouvons dire que la chaîne de

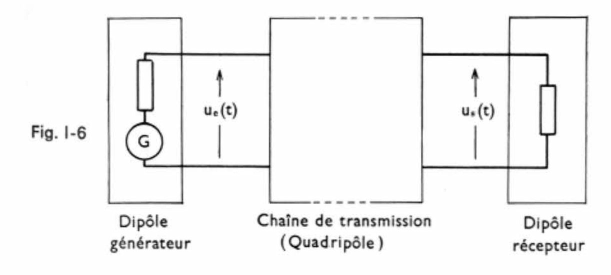


Fig. I-6

transmission fait correspondre un signal de sortie $u_s(t)$ au signal d'entrée $u_e(t)$.

Une transmission idéale pourrait être celle qui permet d'obtenir un signal $u_s(t)$ égal au signal $u_e(t)$. Actuellement, la condition $u_s(t) = u_e(t)$ paraît impossible à satisfaire; en effet, la propagation de l'énergie, donc par voie de conséquence celle de l'information, ne peut se faire qu'à vitesse finie et le signal de sortie ne peut reproduire le signal d'entrée qu'avec un certain retard τ, appelé *temps de transmission* (fig. I-7). Donc, le signal de sortie à l'instant t ne peut être qu'égal (dans le meilleur des cas) à la valeur du signal d'entrée à l'instant $(t - \tau)$:

$$u_s(t) = u_e(t - \tau)$$

En général, l'amplitude à la sortie de la chaîne de transmission diffère de l'amplitude à l'entrée, ce qui conduit à introduire une grandeur A sans dimension, appelée

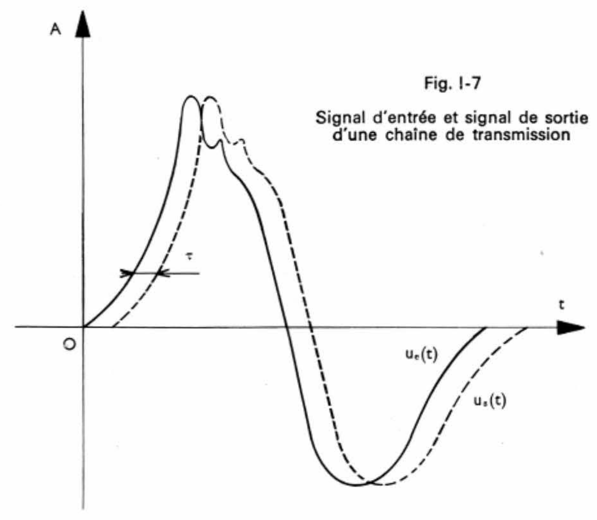


Fig. I-7
Signal d'entrée et signal de sortie d'une chaîne de transmission

amplification (ou atténuation selon le cas). Cela permet d'écrire la formule générale suivante :

$$u_s(t) = A\, u_e(t - \tau)$$

La théorie montre que cette condition définit une transmission idéale si :

— les propriétés de la chaîne de transmission sont indépendantes du temps, c'est-à-dire si A et τ sont constants dans le temps;

— le signal $u_s(t)$ ne comporte pas de signaux parasites, en d'autres termes pas de perturbations;

— A et τ sont indépendants de l'amplitude de u_e, tout au moins dans l'intervalle utile des variations de u_e : nous disons qu'il y a *linéarité en amplitude ;*

— A est indépendant de la fréquence, c'est-à-dire si A est constant pour toutes les fréquences de la bande occupée par le spectre du signal (fig. I-8) ;

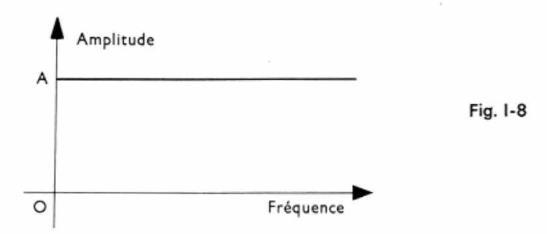


Fig. I-8

— le déphasage que subit chaque composante sinusoïdale de la décomposition en série de Fourier du signal $u_e(t)$ est proportionnel à la fréquence de cette composante (fig. I-9) :

$$\varphi = \tau\omega = \tau\, 2\,\pi f$$

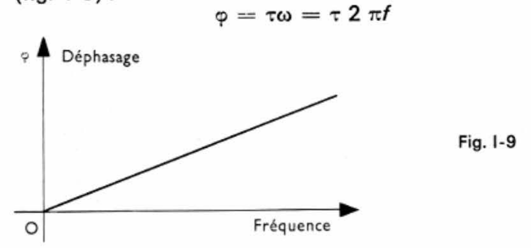


Fig. I-9

Ces conditions sont *nécessaires et suffisantes* si toutes les caractéristiques du signal $u_e(t)$ sont indispensables pour définir l'information ; si elles ne sont pas toutes satisfaites, nous disons qu'il y a *distorsion*. Une transmission idéale n'est cependant pas toujours utile ; les lois de la physique sensorielle permettent de dire que certaines des conditions précédentes peuvent être négligées dans des cas déterminés. Par exemple, dans la transmission des sons, les phases relatives des diverses composantes du signal sont sans importance car l'oreille n'est pas sensible à ces rotations de phase. Dans le cas de la télévision, le problème est différent, car l'œil est sensible à cette distorsion.

CHAPITRE II

MONTAGES DE BASE UTILISÉS EN RADIOÉLECTRICITÉ

Quelques montages étant fréquemment utilisés en radioélectricité (circuits résonnants par exemple), il a semblé nécessaire de donner succinctement leurs propriétés afin de faciliter la compréhension du fonctionnement de nombreux dispositifs, notamment de certains filtres et de certains amplificateurs. Par ailleurs, les tubes électroniques étant encore très employés dans les émetteurs nous compléterons ce chapitre en rappelant leurs principales caractéristiques.

1. CIRCUIT RÉSONNANT SÉRIE

À la fréquence *f*, l'impédance *Z* du circuit (fig. II-1) est égale à :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

Elle varie avec la pulsation ω (fig. II-2) et passe par un minimum égal à *R* lorsque le circuit est à la résonance (c'est-à-dire lorsque la pulsation prend une valeur ω_0 telle que $LC\omega_0^2 = 1$).

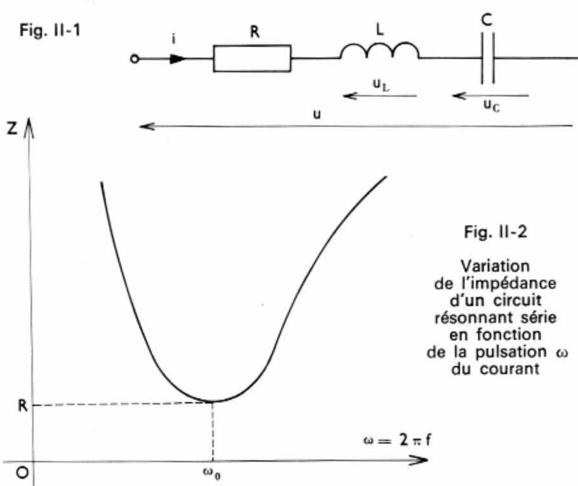


Fig. II-2

Variation de l'impédance d'un circuit résonnant série en fonction de la pulsation ω du courant

Si le circuit est alimenté sous une d.d.p. sinusoïdale *u*, de valeur efficace constante, l'intensité efficace du courant est maximale à la résonance (fig. II-3).

Si un affaiblissement de 3 dB peut être admis, la bande passante du circuit est égale à $\frac{f_0}{Q}$, *Q* désignant le facteur de qualité de la bobine à la résonance $\left(Q = \frac{L\omega_0}{R}\right)$.

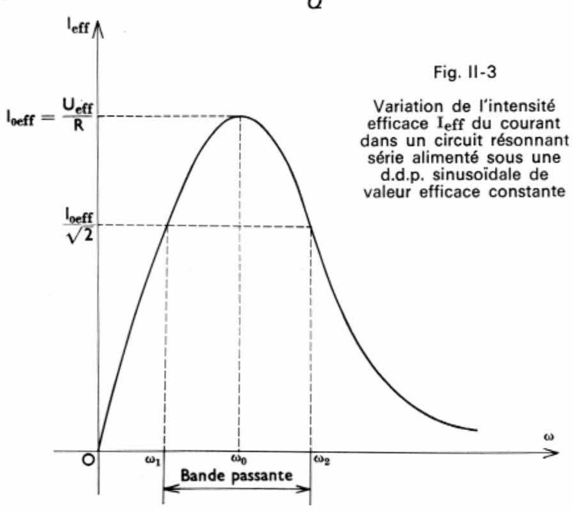


Fig. II-3

Variation de l'intensité efficace I_{eff} du courant dans un circuit résonnant série alimenté sous une d.d.p. sinusoïdale de valeur efficace constante

À la résonance, la valeur efficace de la tension u_C aux bornes du condensateur *C* est maximale et égale à $Q\ U_{eff}$. Il en est de même de la tension *u* aux bornes de *L*. Les tensions u_C et u_L sont constamment en opposition de phase.

Ce circuit est utilisé comme filtre en télévision (V. chap. 10). Il constitue un dispositif de faible impédance pour les courants dont les fréquences *f* sont comprises dans sa bande passante :

$$\frac{\omega_1}{2\pi} \leqslant f \leqslant \frac{\omega_2}{2\pi}$$

2. CIRCUIT RÉSONNANT PARALLÈLE

Deux représentations sont possibles (nous supposons *Q* très supérieur à 1, par exemple supérieur ou égal à 10; fig. II-4).

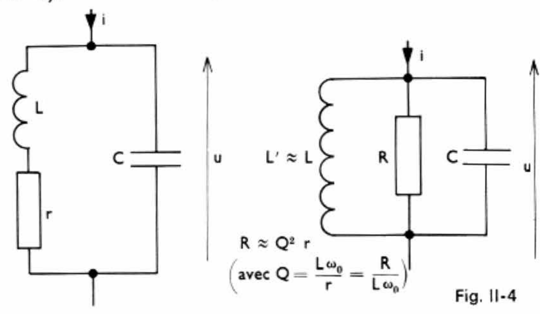


Fig. II-4

L'admittance *Y* du montage est donnée par l'expression suivante :

$$Y = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}$$

Elle varie avec la fréquence *f* de la tension d'alimentation et est minimale à la résonance. Dans ce cas la pulsation est égale à $\omega_0 (LC\omega_0^2 = 1)$ et l'admittance est réduite à $\frac{1}{R}$.

L'impédance *Z* du circuit $\left(Z = \frac{1}{Y}\right)$ est donc maximale à la résonance (fig. II-5).

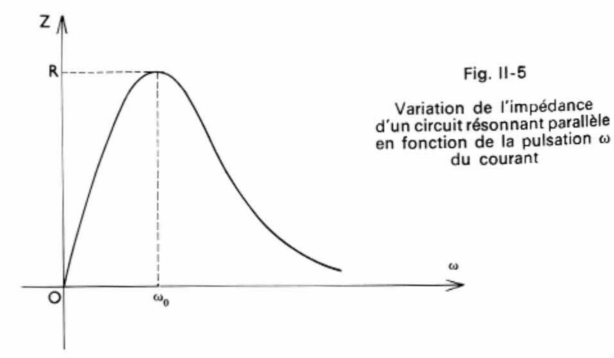


Fig. II-5

Variation de l'impédance d'un circuit résonnant parallèle en fonction de la pulsation ω du courant

— *Circuit alimenté sous une d.d.p. sinusoïdale de valeur efficace constante* U_{eff} : l'intensité efficace du courant *i* fourni au circuit passe par un minimum égal à (fig. II-6) :

$$I_{0\,eff} = \frac{U_{eff}}{R} = \frac{U_{eff}}{Q^2\ r}$$

Pour cette raison ce circuit est aussi appelé circuit anti-résonnant ou circuit-bouchon.

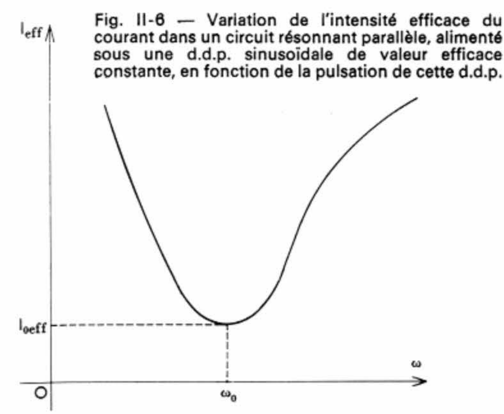


Fig. II-6 — Variation de l'intensité efficace du courant dans un circuit résonnant parallèle, alimenté sous une d.d.p. sinusoïdale de valeur efficace constante, en fonction de la pulsation de cette d.d.p.

— *Circuit alimenté à l'aide d'un générateur qui fournit un courant sinusoïdal de valeur efficace I_{eff} constante.* La valeur efficace U_{eff} de la d.d.p. obtenue aux bornes du circuit varie comme l'impédance Z en fonction de la fréquence (fig. II-7).

$$U_{eff} = Z\, I_{eff}$$

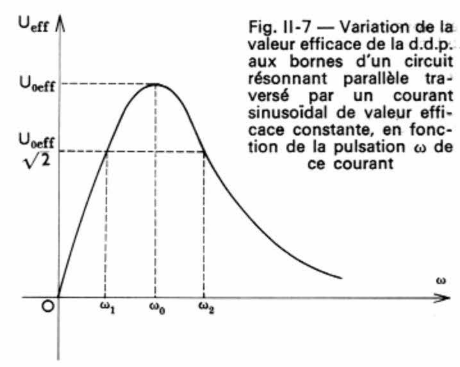


Fig. II-7 — Variation de la valeur efficace de la d.d.p. aux bornes d'un circuit résonnant parallèle traversé par un courant sinusoïdal de valeur efficace constante, en fonction de la pulsation ω de ce courant

À la résonance cette valeur efficace passe par un maximum égal à : $U_{0eff} = R\,I_{0eff} = \frac{(L\omega_0)^2}{r} I_{0eff}$.

Si une atténuation de 3 dB est admise, la bande passante du circuit est égale à $\frac{f_0}{Q}$. Autrement dit, seuls les courants dont les fréquences f sont telles que :

$$\frac{\omega_1}{2\pi} \leqslant f \leqslant \frac{\omega_2}{2\pi}$$

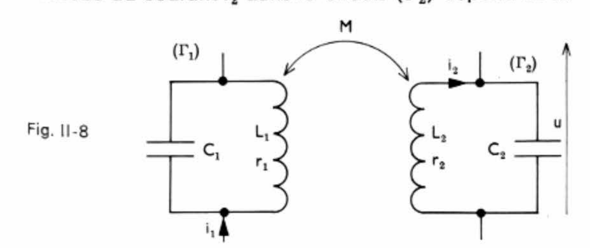
permettent d'obtenir une d.d.p. importante entre les bornes du circuit.

Ce circuit est utilisé comme filtre en télévision. Si la tension appliquée à ses bornes comporte de nombreuses composantes, celles dont la fréquence est proche de la fréquence de résonance du circuit-bouchon sont éliminées (aucun courant correspondant à ces composantes ne traverse le montage).

Très fréquemment ce dispositif est associé à un autre circuit-bouchon, accordé sur la même fréquence de résonance (étages amplificateurs à fréquence intermédiaire de nombreux récepteurs ; V. chap. 5 et 10) ; les deux circuits sont couplés par mutuelle induction (fig. II-8).

En général, le courant qui traverse le circuit (Γ_1) est fourni par un étage amplificateur ; le courant induit dans le circuit (Γ_2) permet d'obtenir une d.d.p. u qui peut être appliquée à l'entrée d'un autre étage amplificateur. L'intensité efficace du courant i_2 dans le circuit (Γ_2) dépend de la fréquence f (fig. II-9) et du couplage magnétique entre (Γ_1) et (Γ_2). Celui-ci est fonction des positions relatives des deux bobines. Le couplage des circuits est défini par le rapport suivant :

Fig. II-8



$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Il est dit critique lorsqu'il est égal à :

$$K_C = \frac{r_1 r_2}{\omega_0 \sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{1}{Q_1 Q_2}}$$

Dans tous les cas, lorsque K est égal ou supérieur à K_C, la bande passante est augmentée par rapport à sa valeur pour un circuit unique. Elle est alors égale à $K f_0 \sqrt{2}$ (soit $\frac{f_0\sqrt{2}}{Q}$ au couplage critique).

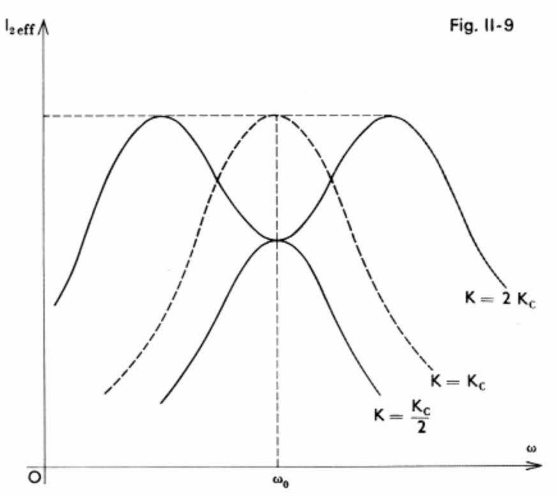


Fig. II-9

3. CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DE QUELQUES TUBES ÉLECTRONIQUES (V. t. 1, Électronique, chap. 4)

3.1. Triode. — Le courant anodique I_A qui traverse un tube triode dépend de la tension grille-cathode U_{GK} d'une part et de la tension anode-cathode U_{AK} d'autre part (fig. II-10).

$$I_A = f(U_{GK}, U_{AK})$$

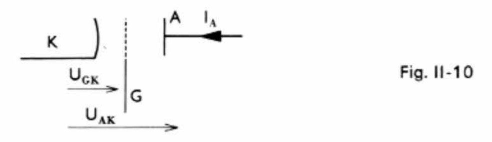


Fig. II-10

Une variation dU_{GK} de la tension d'entrée entraîne respectivement les variations dI_A et dU_{AK} pour le courant et pour la tension de sortie. Il est ainsi possible de définir trois caractéristiques :

— la pente du tube : $S = \frac{dI_A}{dU_{GK}}$;

— la résistance interne du tube : $\rho = \frac{dU_{AK}}{dI_A}$;

— le facteur d'amplification du tube : $\mu = \frac{dU_{AK}}{dU_{GK}}$.

Pour un tube triode utilisé à l'émission, la pente est égale à quelques dizaines de milliampères par volt, la résistance interne est comprise entre quelques kilohms et quelques dizaines de kilohms et le facteur d'amplification, nombre abstrait, peut être égal à quelques dizaines d'unités.

3.2. Tétrode - Pentode. — Les mêmes caractéristiques peuvent être définies pour une tétrode ou une pentode, la grille G étant alors la grille de commande habituellement appelée G_1. Les définitions données restent applicables à la condition que les potentiels des autres grilles soient constants.

CHAPITRE III

MODULATION D'AMPLITUDE MODULATION DE FRÉQUENCE

1. MODULATION D'UNE TENSION PAR UN SIGNAL

Le plus souvent, un signal électrique ne peut être transmis sous sa forme d'origine et il faut avoir recours à une *onde porteuse* dont une des caractéristiques dépend du signal : elle est dite modulée par le signal. Un cas particulier très important est celui où l'onde porteuse est sinusoïdale. L'expression générale de l'oscillation sinusoïdale de fréquence f_0, appelée *fréquence porteuse*, est :

$$v(t) = \widehat{V_0} \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

Cette oscillation est modulée lorsque l'une des deux constantes $\widehat{V_0}$ ou φ_0 est remplacée par une fonction $V(t)$ ou $\varphi(t)$ du signal modulant $s(t)$; si $V(t)$ et $\varphi(t)$ varient linéairement en fonction de $s(t)$, la modulation est *linéaire*. Cela conduit à distinguer :

— La *modulation d'amplitude pure*, dans laquelle $\widehat{V_0}$ est remplacée par $V(t)$:

$$v(t) = V(t) \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

— La *modulation de phase pure* où φ_0 est remplacée par $\varphi(t)$:

$$v(t) = \widehat{V_0} \cos [\omega_0 t + \varphi(t)]$$

Les quantités $V(t)$ et $\varphi(t)$ sont appelées *amplitude instantanée* et *phase instantanée*. L'étude de la modulation de fréquence, qui sera faite par la suite, montrera qu'il s'agit d'une variante de la modulation de phase. Les modulations en impulsions seront étudiées en télécommunications puisque c'est dans ce domaine qu'elles sont particulièrement utilisées (V. t. 2, Télécommunications, chap. 4).

2. MODULATION EN AMPLITUDE

2.1. Signal modulant sinusoïdal. — Le problème consiste à faire varier l'amplitude d'une tension dite haute fréquence (H.F.) à la fréquence du signal modulant ou signal basse fréquence (B.F.) (fig. III-1 a, b, c). Le courant d'antenne obtenu à partir de la tension résultante est aussi modulé en amplitude.

Soit $\widehat{V_0}$ l'amplitude de la tension haute fréquence et soit $\widehat{S}$ l'amplitude du signal modulant ; les tensions H.F. et B.F. sont respectivement données par les relations suivantes :

$$v(t) = \widehat{V_0} \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

et : $s(t) = \widehat{S} \cos (\Omega t + \Phi)$ avec $\Omega \ll \omega_0$

Après qu'elle ait été modulée, la tension H.F. a une valeur instantanée égale à :

$$v(t) = [\widehat{V_0} + \widehat{S} \cos (\Omega t + \Phi)] \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

ou encore, en posant : $k = \dfrac{\widehat{S}}{\widehat{V_0}}$:

$$v(t) = \widehat{V_0} [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)] \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

Un choix convenable de l'origine des temps permet de prendre $\varphi_0 = 0$ et le résultat précédent s'écrit alors :

$$v(t) = \widehat{V_0} [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)] \cos \omega_0 t$$

Le coefficient $k = \dfrac{\widehat{S}}{\widehat{V_0}}$ est appelé *taux de modulation ;* l'expression $\widehat{V_0} [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)]$ est l'*amplitude instantanée* du signal modulé. En modulation d'amplitude classique, le coefficient k est inférieur à 1. L'amplitude instantanée atteint la valeur $\widehat{V_0}(1 + k)$ en régime de crête de modulation et la valeur $\widehat{V_0}(1 - k)$ en creux de modulation.

Pour $k = 1$, nous obtenons une modulation d'amplitude dite à 100 % (fig. III-2). Si k est supérieur à 1, la modulation est dite à *porteuse réduite* (fig. III-3) ; l'expression

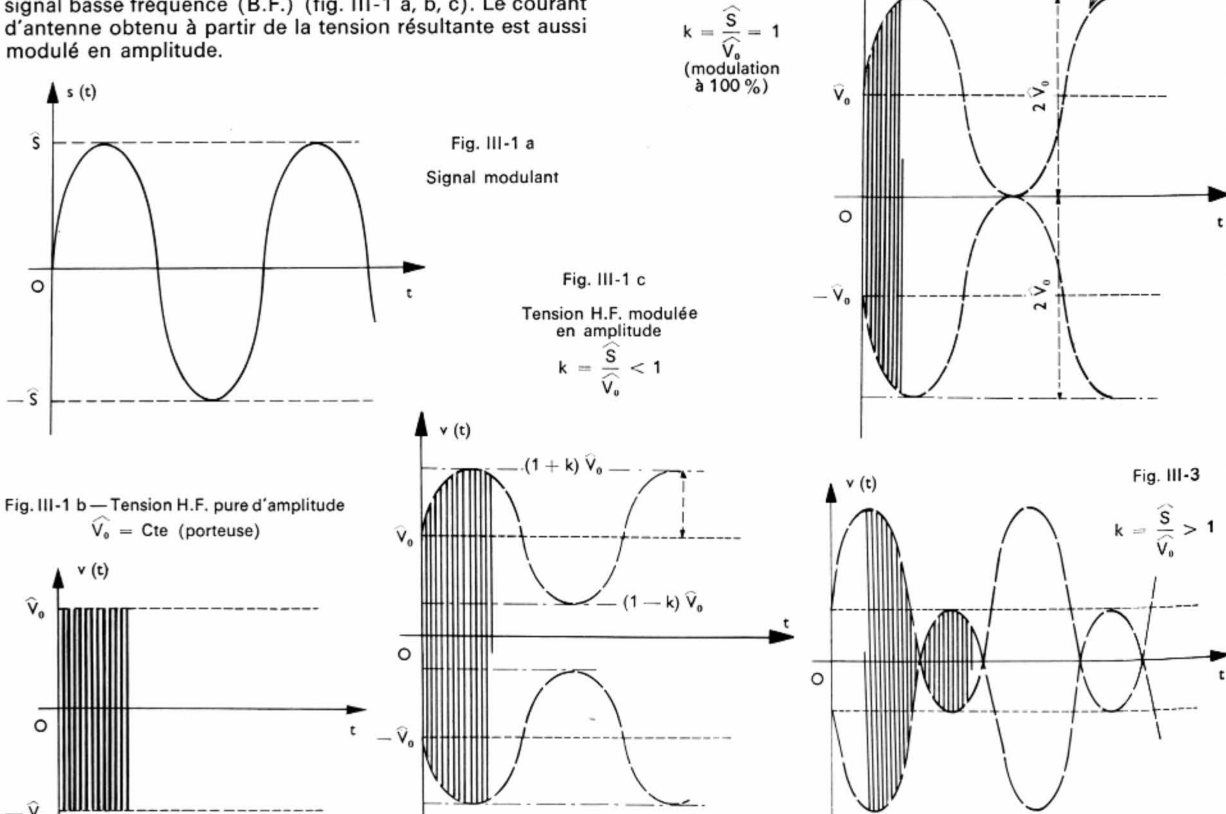


Fig. III-1 a Signal modulant

Fig. III-1 b — Tension H.F. pure d'amplitude $\widehat{V_0}$ = Cte (porteuse)

Fig. III-1 c Tension H.F. modulée en amplitude $k = \dfrac{\widehat{S}}{\widehat{V_0}} < 1$

Fig. III-2 $k = \dfrac{\widehat{S}}{\widehat{V_0}} = 1$ (modulation à 100 %)

Fig. III-3

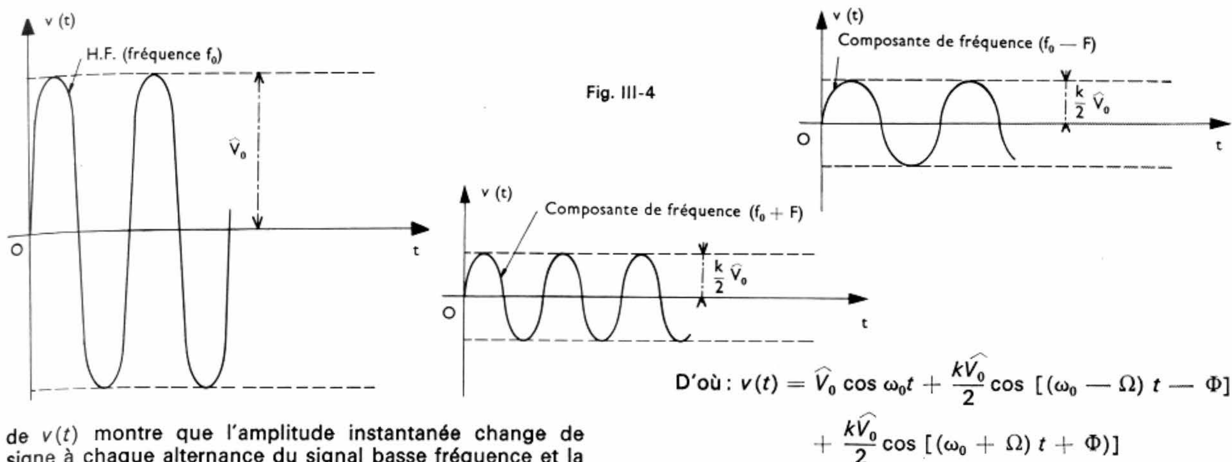


Fig. III-4

de $v(t)$ montre que l'amplitude instantanée change de signe à chaque alternance du signal basse fréquence et la phase de l'oscillation haute fréquence est inversée périodiquement.

Les courbes dont les équations sont données par l'expression suivante :

$$v(t) = \pm \widehat{V}_0 \, [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)]$$

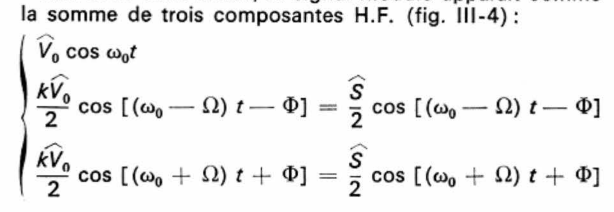
sont appelées *enveloppes de modulation*.

L'équation générale de la tension modulée en amplitude $v(t)$ peut être mise sous une autre forme par une transformation trigonométrique ($\cos a \, . \cos b = \frac{1}{2} [\cos (a - b) + \cos (a + b)]$; V. t. 1, Mathématiques, chap. 17).

$$v(t) = \widehat{V}_0 \, [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)] \cos \omega_0 t$$
$$= \widehat{V}_0 \cos \omega_0 t + k\widehat{V}_0 \cos \omega_0 t \cos (\Omega t + \Phi)$$

D'où :
$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos \omega_0 t + \frac{k\widehat{V}_0}{2} \cos [(\omega_0 - \Omega) t - \Phi] + \frac{k\widehat{V}_0}{2} \cos [(\omega_0 + \Omega) t + \Phi)]$$

Mis sous cette forme, le signal modulé apparaît comme la somme de trois composantes H.F. (fig. III-4) :



$$\begin{cases} \widehat{V}_0 \cos \omega_0 t \\ \dfrac{k\widehat{V}_0}{2} \cos [(\omega_0 - \Omega) t - \Phi] = \dfrac{\widehat{S}}{2} \cos [(\omega_0 - \Omega) t - \Phi] \\ \dfrac{k\widehat{V}_0}{2} \cos [(\omega_0 + \Omega) t + \Phi] = \dfrac{\widehat{S}}{2} \cos [(\omega_0 + \Omega) t + \Phi] \end{cases}$$

Le spectre de fréquences de ce signal (fig. III-5) comporte donc trois « raies » représentant l'une la tension porteuse H.F. et les deux autres (d'amplitudes $\frac{k\widehat{V}_0}{2}$) les composantes de fréquences ($f_0 \pm F$). Elles correspondent à des ondes dites *latérales* ayant même amplitude et dont les phases sont symétriques par rapport à la phase de la porteuse choisie comme référence.

2.2. Représentation de Fresnel. — Le signal $v(t)$, modulé en amplitude, peut être représenté par un diagramme de Fresnel (V. t. 1, Électricité, chap. 30) (fig. III-6).

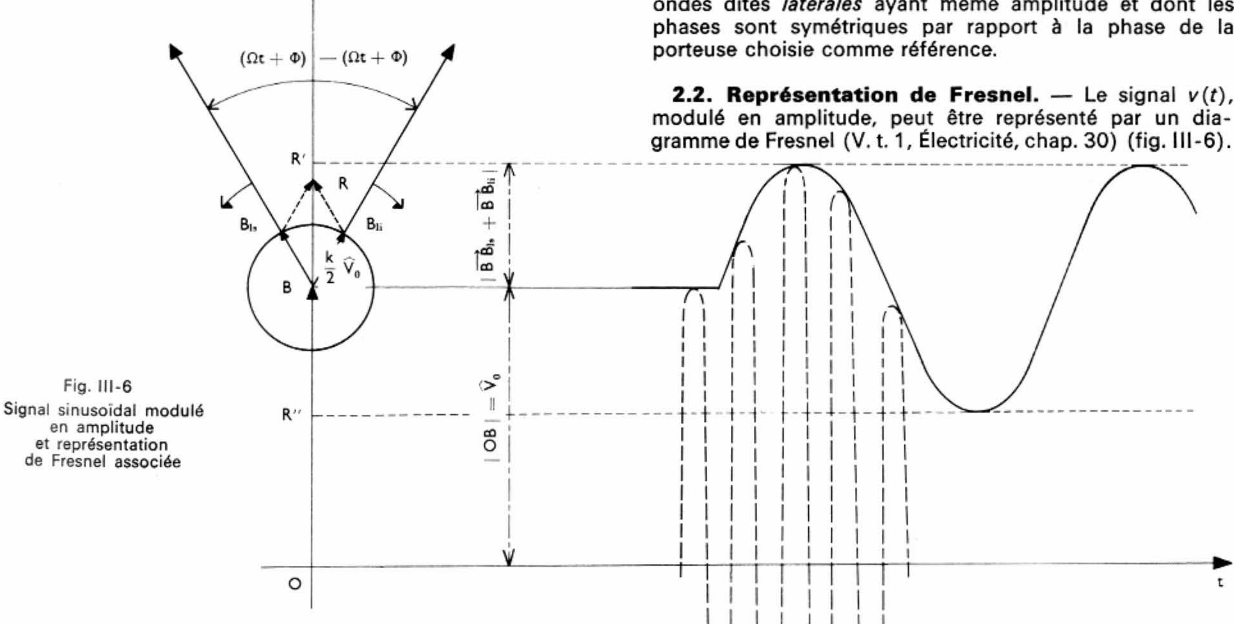
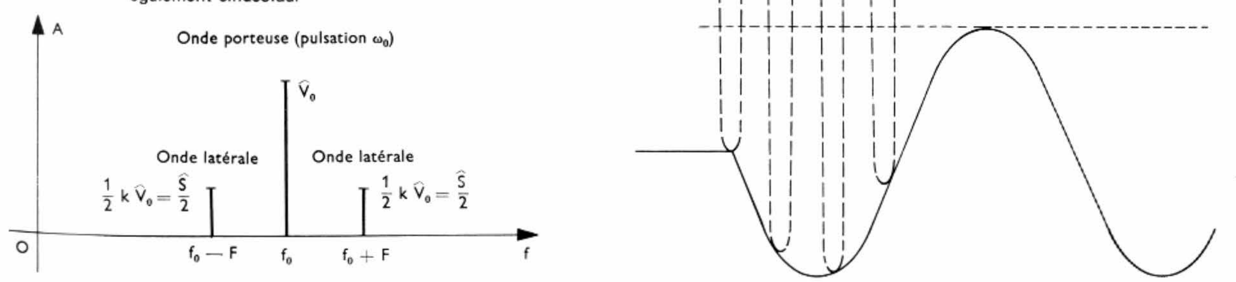


Fig. III-6
Signal sinusoïdal modulé en amplitude et représentation de Fresnel associée

Fig. III-5 — Spectre de fréquences d'une onde sinusoïdale modulée en amplitude par un signal B.F. également sinusoïdal



Associons un vecteur $\overrightarrow{OB}$ au signal correspondant à la fréquence porteuse à un instant t. Par rapport à $\overrightarrow{OB}$, les angles polaires des vecteurs figurant les ondes latérales supérieure et inférieure sont $(\Omega t + \Phi)$ et $-(\Omega t + \Phi)$; ces vecteurs $\overrightarrow{BB_{ls}}$ et $\overrightarrow{BB_{li}}$ ont des amplitudes égales et sont donc symétriques par rapport à $\overrightarrow{OB}$. De plus, ils tournent à des vitesses angulaires respectivement égales à $+\Omega$ et $-\Omega$ par rapport à $\overrightarrow{OB}$ (qui tourne à une vitesse angulaire ω_0). La composition vectorielle de $\overrightarrow{BB_{ls}}$ et $\overrightarrow{BB_{li}}$ donne le vecteur $\overrightarrow{BR}$. La résultante de $\overrightarrow{OB}$ et de $\overrightarrow{BR}$ est le vecteur $\overrightarrow{OR}$ porté par le même axe que $\overrightarrow{OB}$ et dont le module oscille sinusoïdalement en fonction du temps entre $(\widehat{V}_0 + k\widehat{V}_0)$ et $(\widehat{V}_0 - k\widehat{V}_0)$; le point R décrit donc le segment $R'R''$.

2.3. Signal modulant quelconque. — Supposons que le signal basse fréquence soit un signal complexe résultant de la superposition d'une composante continue et de deux oscillations sinusoïdales (fig. III-7) ; le spectre de fréquences correspondant comporte trois raies dont les abscisses sont $f = 0$, $f = F$ et $f = 4F$ (fig. III-8). Au paragraphe précédent, nous avons montré qu'une oscillation H.F., modulée en amplitude par un signal B.F. sinusoïdal pur, peut être considérée comme l'association de trois composantes H.F. d'amplitudes et de phases bien déterminées. En appliquant ce résultat à chacune des composantes du signal basse fréquence modulant, nous pouvons facilement tracer le spectre du signal haute fréquence modulé (fig. III-9).

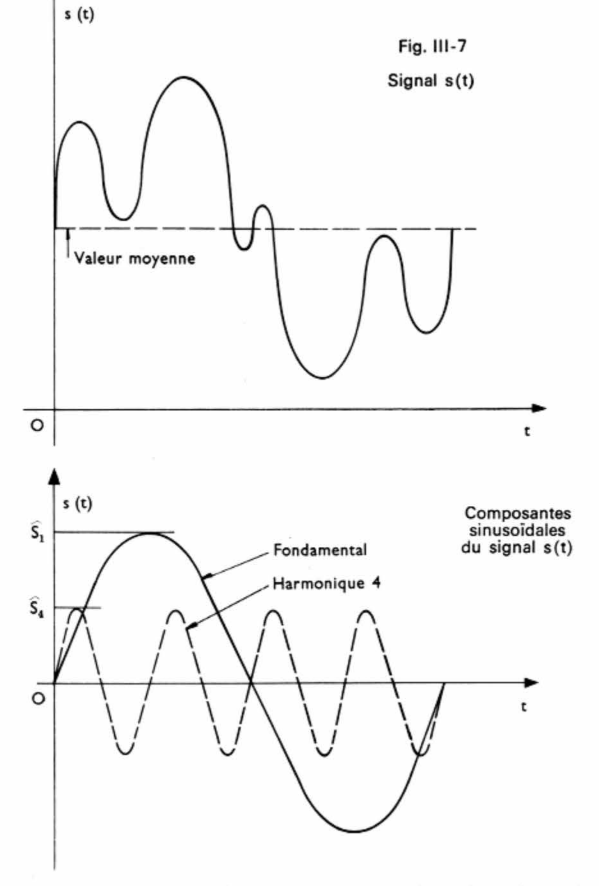


Fig. III-7
Signal s(t)

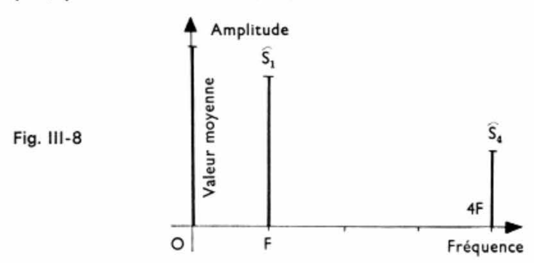


Fig. III-8

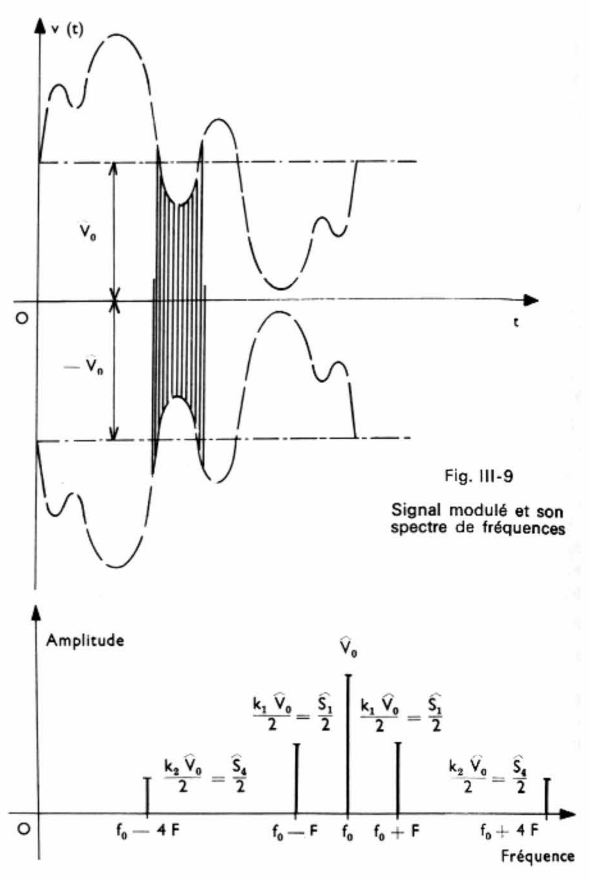


Fig. III-9
Signal modulé et son spectre de fréquences

Quel que soit le signal B.F. modulant, le spectre de l'onde H.F. modulée présente un caractère de symétrie autour de la fréquence porteuse comme dans l'exemple précédent. Pour déterminer ce spectre, il suffit d'effectuer une *translation* du spectre du signal basse fréquence (en divisant les amplitudes par deux), suivie d'une symétrie autour d'un axe d'abscisse égale à la fréquence de la porteuse. La figure III-10 est une représentation conventionnelle de ces propriétés ; pour reconnaître plus facilement les fréquences latérales correspondant aux composantes basse fréquence, il a été admis que l'amplitude des composantes dans le spectre du signal modulant serait proportionnelle à leur fréquence ; le spectre de l'onde haute fréquence modulée s'en déduit sans difficulté.

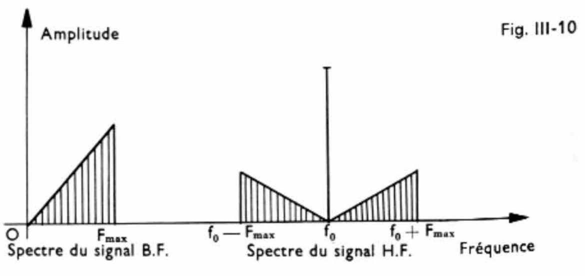


Fig. III-10

2.4. Largeur de bande d'une transmission en modulation d'amplitude. — Si nous désignons par F_{min} et F_{max} les fréquences minimale et maximale du spectre du signal basse fréquence à transmettre, celui du signal H.F. modulé comporte : une haute fréquence f_0 (fréquence porteuse) associée à des fréquences latérales comprises, d'une part, entre $(f_0 - F_{max})$ et $(f_0 - F_{min})$ et, d'autre part, entre $(f_0 + F_{min})$ et $(f_0 + F_{max})$.

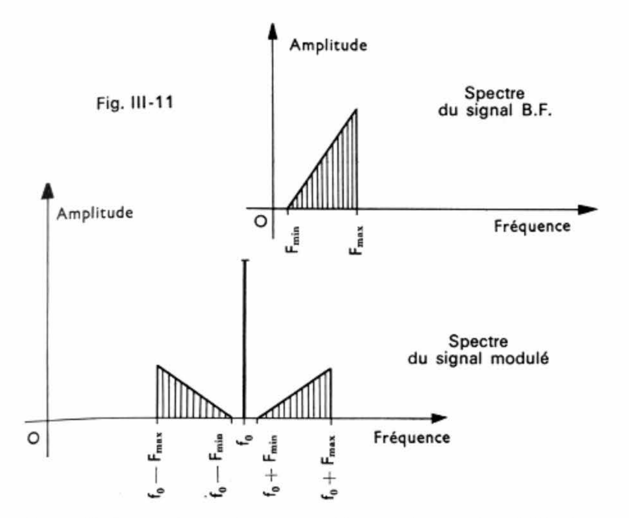


Fig. III-11

Toute l'information est transportée par les ondes latérales. Si nous supposons que la fréquence F_{min} est très proche de 0, nous en déduisons qu'en modulation d'amplitude, pour transmettre un signal basse fréquence dont le spectre s'étend de 0 à F_{max}, il faut une bande de fréquences égale à $2\ F_{max}$ $[(f_0 + F_{max}) - (f_0 - F_{max}) = 2\ F_{max}]$ (fig. III-11).

L'ensemble, formé par la porteuse et par une bande latérale, permet de reconstituer l'information d'origine. En effet, toutes les fréquences des composantes du signal B.F. sont contenues dans chaque bande latérale. Cette particularité est utilisée dans plusieurs systèmes de transmission en modulation d'amplitude, comme le système à bande latérale unique (B.L.U.) dans lequel l'une des bandes latérales est supprimée ou le système à bande latérale atténuée (B.L.A.) utilisé en télévision noir et blanc et aussi dans le système à bandes latérales indépendantes (B.L.I.) dans lequel les ondes latérales correspondent à deux signaux B.F. différents. La modulation d'amplitude est utilisée en radio, en télévision et pour les télécommunications (V. t. 2, Télécommunications). Un système à deux porteuses en quadrature, dans lequel deux porteuses synchrones sont modulées en amplitude (modulation à double bande), permet la transmission simultanée de deux programmes différents. Cette propriété est utilisée pour la transmission simultanée des deux signaux distincts dans certains systèmes de télévision en couleurs (système américain N.T.S.C. par exemple; V. chap. 11).

3. MODULATION EN FRÉQUENCE ET EN PHASE

Moduler en fréquence une oscillation H.F.

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

avec un signal basse fréquence $s(t)$, consiste à faire varier la fréquence de $v(t)$ autour de f_0 suivant une loi en général linéaire :

$$f = f_0 + ks(t)$$

Dans cette expression, f est appelée *fréquence instantanée* et k est un coefficient de proportionnalité. Si le signal modulant est un signal sinusoïdal : $s(t) = \widehat{S} \cos \Omega t$, l'expression de la fréquence instantanée de l'oscillation modulée en fréquence est :

$$f = f_0 + k\widehat{S} \cos \Omega t = f_0 + \delta \cos \Omega t$$

avec $\delta = k\widehat{S}$.

Le coefficient δ, proportionnel à l'amplitude $\widehat{S}$ du signal modulant, est appelé *déviation* ou *excursion de fréquence ;* il représente l'écart maximal de variation de f autour de f_0.

La comparaison de la modulation d'amplitude et de la modulation de fréquence met bien en évidence la similitude des définitions (fig. III-12 a, b, c et d). Cependant, si dans

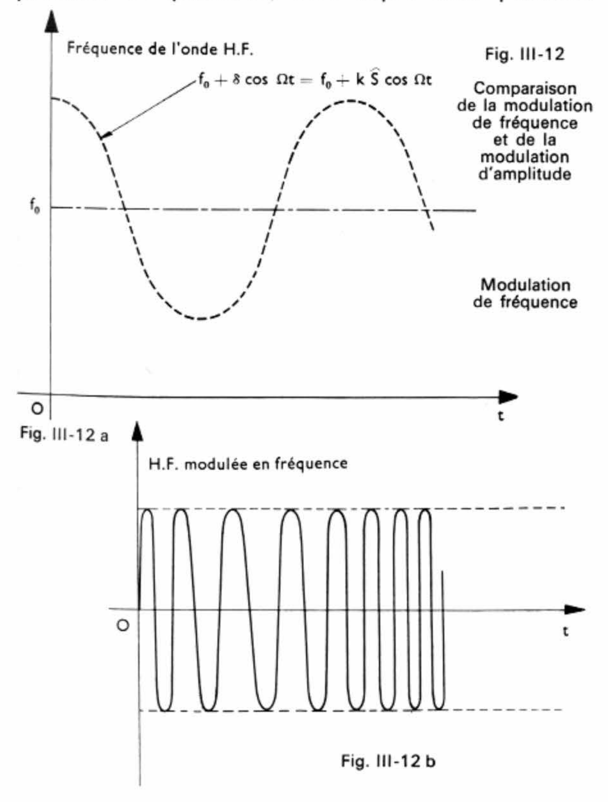


Fig. III-12
Comparaison de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude

Fig. III-12 a

Fig. III-12 b

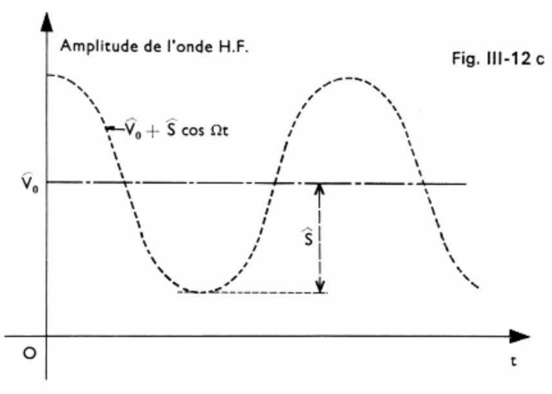


Fig. III-12 c

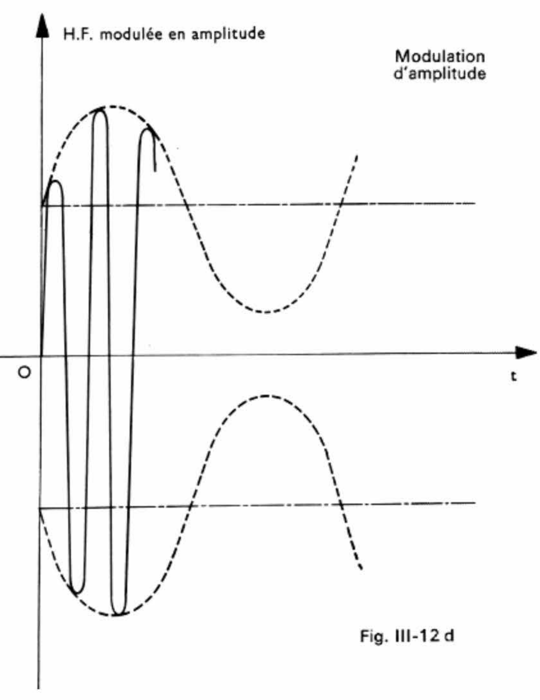


Fig. III-12 d

la modulation d'amplitude $\widehat{S}$ peut atteindre la valeur $\widehat{V}_0$ (modulation à 100 %), en modulation de fréquence δ ne représente toujours qu'une petite partie de f_0. Par exemple, avec des fréquences f_0 de plusieurs mégahertz, δ a une valeur de 75 kHz dans les systèmes de radiodiffusion et de 15 kHz dans les systèmes utilisés par les services de police. Si nous supposons que $f_0 = 95$ MHz et $F = 1\,000$ Hz $\left(F = \dfrac{\Omega}{2\pi}\right)$, pour un maximum d'amplitude du signal modulant, la fréquence oscille mille fois par seconde entre les valeurs (95 000 + 75) kHz et (95 000 — 75) kHz ; si l'amplitude $\widehat{S}$ est réduite de moitié, la fréquence variera mille fois par seconde entre les valeurs (95 000 + 37,5) kHz et (95 000 — 37,5) kHz. Au contraire, si l'amplitude du signal B.F. est maximale et si la fréquence F est égale à 2 000 Hz, la fréquence du signal H.F. varie entre (95 000 + 75) kHz et (95 000 — 75) kHz deux mille fois par seconde.

3.1. Représentation vectorielle et forme trigonométrique d'une oscillation modulée en fréquence. — Une oscillation non modulée $v(t) = \widehat{V}_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ peut se représenter par un vecteur $\overrightarrow{OM}$ tournant à une vitesse angulaire égale à la pulsation $\omega_0 = 2\pi f_0$. En modulation de fréquence, à la fréquence instantanée :

$$f = f_0 + \delta \cos \Omega t = f_0 + \delta \cos 2\pi F t$$

correspond une *pulsation* instantanée :

$$\omega = 2\pi f = 2\pi f_0 + 2\pi\delta \cos 2\pi F t = \omega_0 + 2\pi\delta \cos 2\pi F t$$

Cette équation montre que la représentation précédente est utilisable à la condition de considérer que le vecteur représentatif $\overrightarrow{OM'}$ tourne plus vite que $\overrightarrow{OM}$ (fig. III-13) quand $\cos 2\pi F t$ est positif et moins vite quand $\cos 2\pi F t$ est négatif. Sa vitesse angulaire relative est égale à : $(\omega - \omega_0) = 2\pi\delta \cos 2\pi F t$. Le décalage angulaire entre les vecteurs $\overrightarrow{OM'}$ et $\overrightarrow{OM}$ est fonction du temps ; cet angle $\beta(t)$ peut être obtenu en intégrant la quantité $[(\omega - \omega_0)dt]$ entre les instants 0 et t (par définition, la vitesse angulaire relative est égale à $\dfrac{d\beta(t)}{dt}$) :

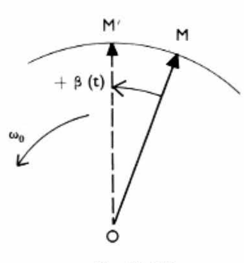


Fig. III-13

$$\beta(t) = \int_0^t (\omega - \omega_0)dt = \int_0^t 2\pi\delta \cos 2\pi F t \, dt$$

$$\beta(t) = \frac{2\pi\delta}{2\pi F} \sin 2\pi F t$$

$$\beta(t) = \frac{\delta}{F} \sin 2\pi F t = \frac{\delta}{F} \cos\left(2\pi F t - \frac{\pi}{2}\right)$$

Puisque $\cos\left(2\pi F t - \dfrac{\pi}{2}\right)$ varie entre + 1 et — 1, il s'ensuit que le vecteur $\overrightarrow{OM'}$, représentatif de l'oscillation modulée en fréquence, oscille autour du vecteur $\overrightarrow{OM}$ à la fréquence F avec une excursion angulaire maximale égale à $\pm \dfrac{\delta}{F}$.

L'oscillation est donc à chaque instant déphasée d'un angle $\beta(t)$ par rapport à l'oscillation non modulée :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$$

La valeur instantanée de la tension modulée en fréquence est donc égale à :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos[2\pi f_0 t + \varphi_0 + \beta(t)]$$
$$= \widehat{V}_0 \cos\left[2\pi f_0 t + \varphi_0 + \frac{\delta}{F}\sin 2\pi F t\right]$$

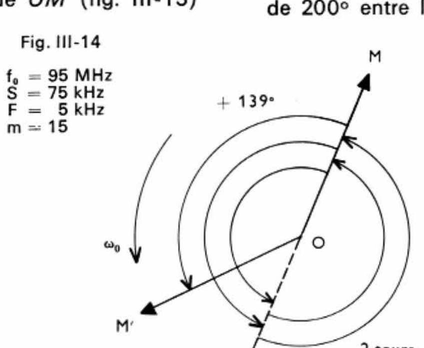
Le rapport $m = \dfrac{\delta}{F} = \dfrac{k\widehat{S}}{F}$, appelé *indice de modulation*, est égal à l'amplitude angulaire du mouvement pendulaire du vecteur $\overrightarrow{OM'}$ autour de $\overrightarrow{OM}$ et il représente aussi le *déphasage maximal* de l'oscillation modulée par rapport à l'oscillation non modulée.

Exemple : Considérons un signal H.F. de fréquence f_0 ($f_0 = 95$ MHz) modulé en fréquence par un signal B.F. ($F = 5$ kHz). Si la déviation de fréquence δ est égale à 75 kHz, l'indice de modulation m est égal à :

$$m = \frac{\delta}{F} = \frac{75\,000}{5\,000} = 15$$

Le vecteur $\overrightarrow{OM}$, représentatif de l'onde non modulée, tourne à une vitesse angulaire égale à $\omega_0 = 2\pi f_0 = 596 \cdot 10^6$ rad/s. Le vecteur $\overrightarrow{OM'}$, correspondant à l'onde modulée, peut être décalé d'un angle égal au maximum à ± 15 radians par rapport à $\overrightarrow{OM}$ (fig. III-14) ; 15 radians représentent deux tours (4π rad), augmentés d'un angle de 139°. Pour compléter cet exemple, supposons que, toutes choses égales par ailleurs, la fréquence F du signal modulant devienne égale à 20 kHz ; l'indice de modulation est alors égal à $m = 3{,}50$, ce qui correspond à un décalage de 200° entre les vecteurs $\overrightarrow{OM}$ et $\overrightarrow{OM'}$ (fig. III-15).

Fig. III-14



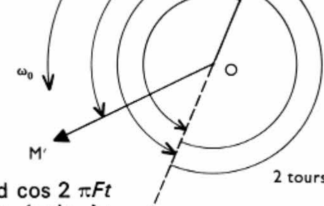
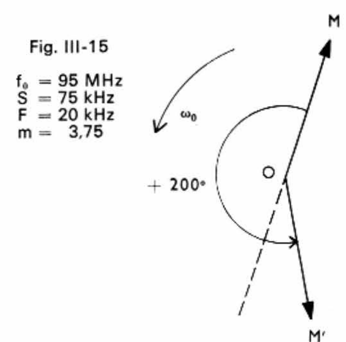


Fig. III-15



3.2. Relation entre la modulation de phase et la modulation de fréquence. — Reprenons l'équation du signal modulé en fréquence :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos\left[2\pi f_0 t + \varphi_0 + \frac{\delta}{F}\sin \Omega t\right]$$

Nous pouvons considérer $v(t)$ comme une oscillation ayant une phase $[\varphi_0 + \beta(t)]$ variable dans le temps. En effet, nous allons voir que nous obtenons le même résultat dans une modulation de phase linéaire. Si nous faisons varier la phase d'un signal haute fréquence, $v(t) = \widehat{V}_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, proportionnellement au signal modulant $s(t)$, nous pouvons écrire :

$$\varphi = \varphi_0 + k\,s(t)$$

(k est un coefficient de proportionnalité).

Dans le cas simple où le signal modulant est sinusoïdal : $s(t) = \widehat{S} \cos \Omega t$, nous avons :

$$\varphi = \varphi_0 + \gamma \cos \Omega t \qquad \text{avec : } \gamma = k\widehat{S}$$

Le coefficient γ est appelé *déviation de phase*.

L'expression de la tension modulée en phase correspondante est donc :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \gamma \cos \Omega t)$$

Elle est bien analogue à celle d'une tension modulée en fréquence :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\delta}{F} \sin \Omega t)$$

Ces deux sortes de modulation sont donc étroitement liées entre elles. Nous pouvons encore le constater à l'aide des représentations de Fresnel (fig. III-16). Le vecteur $\overrightarrow{OM}$ figure la tension non modulée $v(t) = \widehat{V}_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$ et les vecteurs $\overrightarrow{V_{ph}}$ et $\overrightarrow{V_{fr}}$ correspondent respectivement à la tension modulée en phase et à la tension modulée en fréquence. Dans les deux cas, ces vecteurs représentatifs oscillent autour de $\overrightarrow{OM}$.

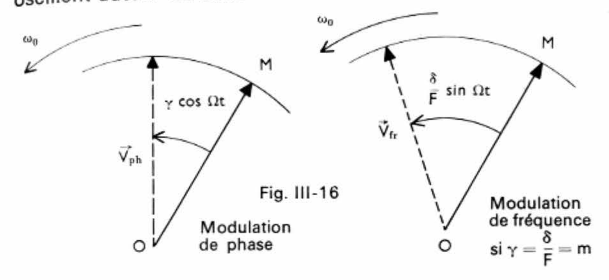


Fig. III-16

3.3. Passage d'une modulation de phase à une modulation de fréquence.

— Considérons une oscillation sinusoïdale modulée en phase par un signal $s(t)$:

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos [2 \pi f_0 t + \varphi_0 + k\, s(t)]$$

Par rapport à une direction prise comme origine des phases, le vecteur tournant, représentatif de la tension $v(t)$, fait à chaque instant un angle égal à :

$$\theta(t) = 2 \pi f_0 t + \varphi_0 + k\, s(t)$$

Par définition, la vitesse angulaire ω de ce vecteur est la dérivée de cet angle θ par rapport au temps :

$$\omega = \frac{d\,\theta(t)}{dt} = 2 \pi f_0 + k \frac{d\,s(t)}{dt}$$

À cette pulsation instantanée correspond une fréquence instantanée :

$$f = \frac{\omega}{2 \pi} = f_0 + \frac{k}{2 \pi} \frac{d\,s(t)}{dt}$$

Cette dernière relation exprime la loi suivant laquelle varie la fréquence f d'une tension modulée en phase en fonction du temps. Si nous la rapprochons de la loi de variation de la fréquence f pour une tension modulée en fréquence :

$$f = [f_0 + k\, s(t)]$$

nous constatons qu'une oscillation *modulée en phase par un signal* $s(t)$ équivaut à une oscillation *modulée en fréquence par un signal* $\frac{d\,s(t)}{dt}$. Nous pouvons dire aussi que moduler en fréquence une tension H.F. sinusoïdale par un signal $s(t)$ revient à moduler en phase au moyen du signal $\int_0^t s(t)\, dt$.

En pratique, pour obtenir un signal H.F. modulé en phase, à partir d'un modulateur de fréquence, le signal modulant $s(t)$ doit être appliqué préalablement à l'entrée d'un circuit différenciateur (V. t. 1, Électronique, chap. 12). Il délivre un signal de sortie proportionnel à $\frac{d\,s(t)}{dt}$ et le résultat final est ainsi un signal H.F. modulé en phase par le signal $s(t)$ d'origine (V. t. 2, Télécommunications, fig. IV-22).

Inversement, pour moduler en fréquence une tension H.F. au moyen d'un modulateur de phase, il faut appliquer le signal $s(t)$ à l'entrée d'un circuit intégrateur pouvant restituer un signal de sortie proportionnel à :

$$\int_0^t s(t)\, dt$$

(V. t. 1, Électronique, chap. 12). Celui-ci sert ensuite à moduler en phase la tension H.F. Le résultat est une modulation de fréquence (V. t. 2, Télécommunications, fig. IV-23).

3.4. Spectre de fréquences en modulation de fréquence.

— L'étude mathématique montre qu'en modulation de fréquence, le spectre de fréquences s'étend théoriquement à l'infini, c'est-à-dire qu'il contient les fréquences f_0, $f_0 \pm F$, $f_0 \pm 2F$, etc. En pratique, les amplitudes des composantes deviennent assez faibles lorsque les écarts croissent de part et d'autre de f_0 et cela permet de définir une *bande passante B* :

$$B = f_2 - f_1 \approx 2 (\delta + 2F)$$

Par exemple, pour une excursion de fréquence maximale δ de 75 000 Hz et pour un signal modulant de fréquence F égale à 100 Hz, la bande utile est environ égale à :

$$B = 2 (75\,000 + 2 \times 100) \approx 150\,000 \text{ Hz}$$

Pour une même excursion de fréquence δ de 75 000 Hz et pour un signal modulant de fréquence 15 000 Hz, il vient :

$$B = 2 (75\,000 + 2 \times 15\,000) \approx 210\,000 \text{ Hz}$$

3.5. Cas particulier d'une modulation à faible indice.

— Lorsque l'indice de modulation m est faible, le spectre de fréquences occupé est identique à celui d'une onde modulée en amplitude avec un taux de modulation k numériquement égal à m (fig. III-17). Dans ce cas,

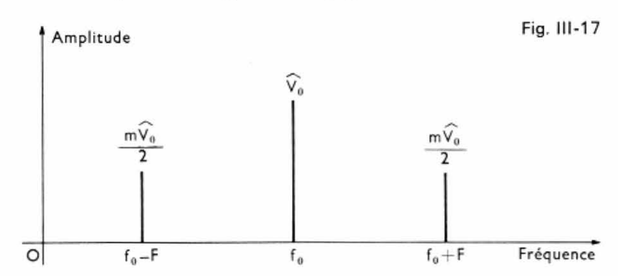


Fig. III-17

l'équation de l'onde modulée se présente sous la forme suivante :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{1}{2} m \widehat{V}_0 \cos [(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi] - \frac{1}{2} m \widehat{V}_0 \cos [(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi]$$

Nous constatons que m joue le même rôle que k en modulation d'amplitude. La représentation de Fresnel correspondante (fig. III-18) est réalisée de la même façon que dans le cas d'une modulation d'amplitude.

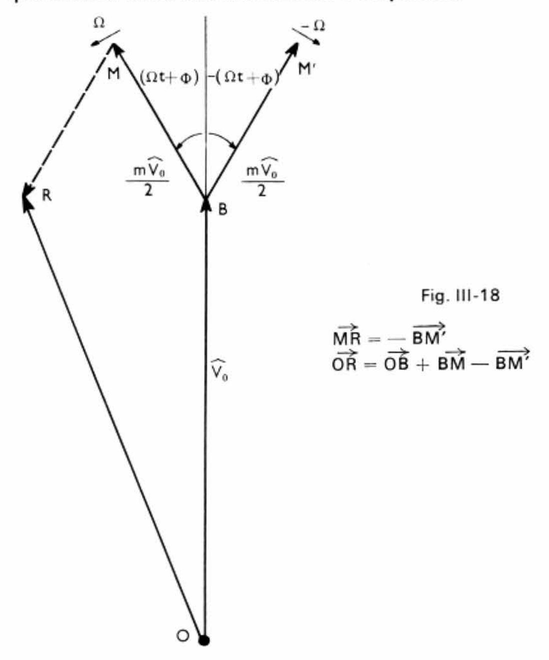


Fig. III-18

$\overrightarrow{MR} = -\overrightarrow{BM'}$
$\overrightarrow{OR} = \overrightarrow{OB} + \overrightarrow{BM} - \overrightarrow{BM'}$

CHAPITRE IV
LES ÉMETTEURS DE SIGNAUX RADIOÉLECTRIQUES

Toute transmission radioélectrique entre deux points nécessite l'utilisation d'un émetteur et d'un récepteur. D'une façon générale, un émetteur reçoit l'information à transmettre (signaux correspondant, par exemple, à des paroles ou à de la musique) et il délivre un signal haute fréquence modulé (en amplitude, en fréquence ou en phase) qui est appliqué à l'antenne d'émission. Donc, un émetteur comprend obligatoirement: un oscillateur haute fréquence, un modulateur, un amplificateur de puissance pour la haute fréquence modulée et des circuits de liaison avec l'antenne émettrice.

1. ÉMETTEUR À MODULATION D'AMPLITUDE

1.1. Schéma synoptique (fig. IV-1). — L'oscillateur haute fréquence, appelé souvent *oscillateur pilote*, est le premier élément de la chaîne. Il est suivi d'un étage amplificateur haute fréquence, appelé *étage séparateur*. Si l'oscillateur délivre un signal à une fréquence sous-multiple de celle de la porteuse désirée, il y a lieu d'utiliser des étages dits *multiplicateurs de fréquence*. L'étage final est un amplificateur haute fréquence de puissance. Il reçoit le signal de modulation provenant du modulateur (c'est un amplificateur basse fréquence en général) et il délivre le courant porteur modulé qui est envoyé vers l'antenne.

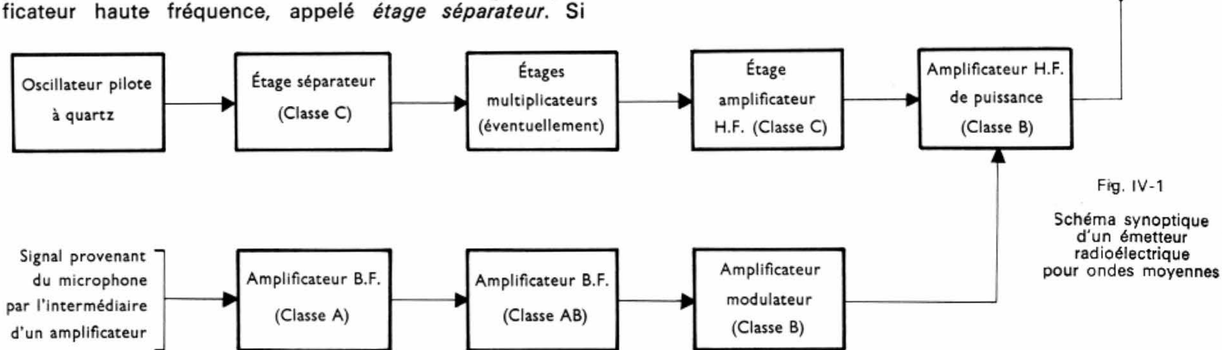


Fig. IV-1

Schéma synoptique d'un émetteur radioélectrique pour ondes moyennes

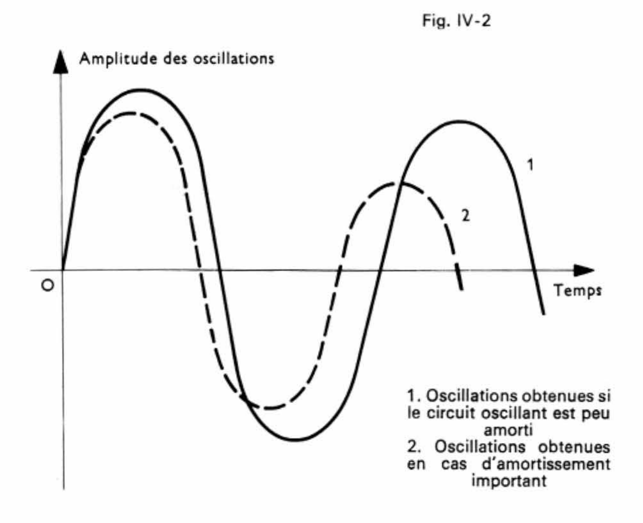
Les trois caractéristiques essentielles d'un émetteur sont la puissance émise, la fréquence de fonctionnement et la stabilité en fréquence (en particulier pour les émetteurs à modulation d'amplitude).

1.2. Oscillateur haute fréquence. — Le signal haute fréquence est engendré au moyen d'un oscillateur (V. t. 1, Électronique, chap. 16). Alors que les transistors sont utilisables dans des circuits émetteurs de faible puissance, en radiodiffusion, en télévision et dans toutes les applications nécessitant de grandes puissances, il faut avoir recours aux tubes électroniques (triode, tétrode, tubes hyperfréquences; V. t. 1, Électronique, chap. 4 et 21).

Rappelons qu'un montage amplificateur peut être le siège d'une oscillation lorsqu'il y a report d'une énergie suffisante du circuit de sortie vers le circuit d'entrée (réaction positive). Dans de nombreux oscillateurs d'émetteurs, il est fait appel aux propriétés d'un circuit oscillant parallèle (c'est-à-dire formé d'une inductance et d'un condensateur associés en parallèle). Nous savons que, lorsqu'un tel circuit est excité par chocs (électriques), il est le siège d'oscillations dont l'amplitude décroît exponentiellement avec le temps, mais d'autant moins rapidement que le circuit est de bonne qualité. Si les pertes par effet Joule sont compensées à chaque période, les oscillations se maintiennent avec une amplitude constante (fig. IV-2). Cela impose d'apporter l'énergie nécessaire à un instant convenable, par exemple, au moment précis où la charge du condensateur atteint sa valeur maximale.

C'est ce qui est réalisé dans un montage oscillateur (fig. IV-3) comportant un tel circuit oscillant. À la mise sous tension, le passage d'une impulsion de courant anodique suffit pour assurer un début de charge du condensateur *C*, donc l'excitation du circuit oscillant qui est alors le siège d'oscillations amorties. Ensuite, du fait du couplage magnétique entre le circuit oscillant et le circuit de grille, une tension variable est appliquée entre la grille et la cathode du tube (masse du montage). Comme les variations des potentiels de la grille et de l'anode sont de sens contraire (quand la grille devient plus négative, le courant anodique décroît et le potentiel anodique augmente), la tension induite dans le circuit grille peut favo-

Fig. IV-2



1. Oscillations obtenues si le circuit oscillant est peu amorti
2. Oscillations obtenues en cas d'amortissement important

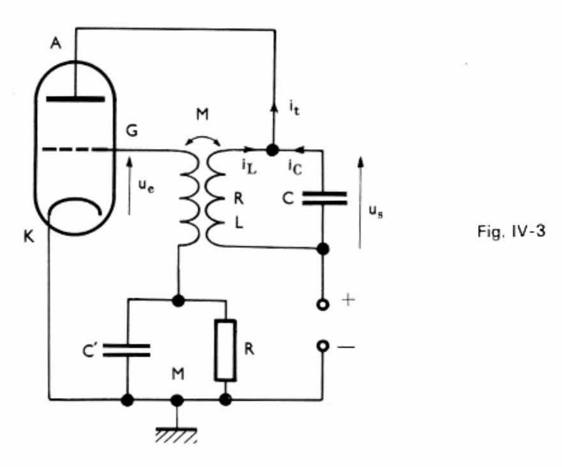


Fig. IV-3

riser la naissance des oscillations ou au contraire empêcher leur production. Pour cette raison, le branchement est réalisé de façon que les oscillations appliquées à la grille soient en opposition de phase avec les oscillations anodiques. Ainsi, l'amplitude des oscillations ne diminue plus ; elle peut même augmenter si l'amplification du montage est suffisante (fig. IV-4). En fait, l'amplitude des oscilla-

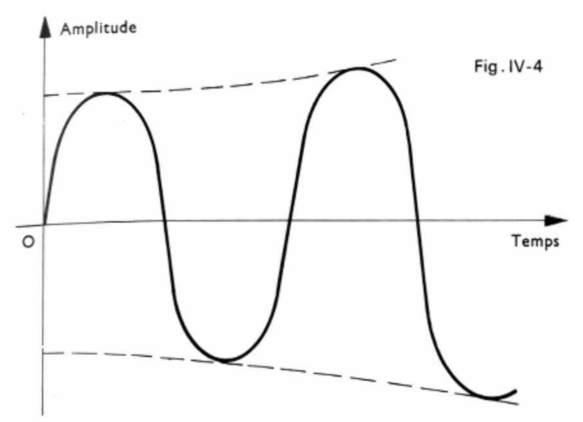


Fig. IV-4

tions ne peut croître indéfiniment : un courant traverse la résistance R (courant passant de la grille vers la cathode lorsque G est positif par rapport à K) et son amplitude augmente avec celle des oscillations. La tension aux bornes du circuit R-C', tension de repos grille-cathode, se stabilise à une valeur négative inférieure à la tension de blocage du tube : l'oscillateur fonctionne en classe C (le tube n'est passant que pendant un temps inférieur à une demi-période). Le montage est autorégulateur et l'amplitude de la tension aux bornes du circuit oscillant reste constante.

Les figures IV-5 a et b montrent deux schémas classiques d'oscillateurs dans lesquels la réaction positive est obtenue, soit par induction mutuelle et prise médiane sur l'inductance, c'est l'oscillateur Hartley, soit par prise capacitive, c'est l'oscillateur Colpitts. Dans ces oscillateurs, la tension reportée entre grille et cathode est en opposition de phase avec celle existant entre plaque et cathode (fig. IV-6). Par suite, dans les deux cas la tension v_{AK} obtenue a une phase opposée à celle de la tension v_{GK} ; elle est donc en concordance de phase avec la d.d.p.,

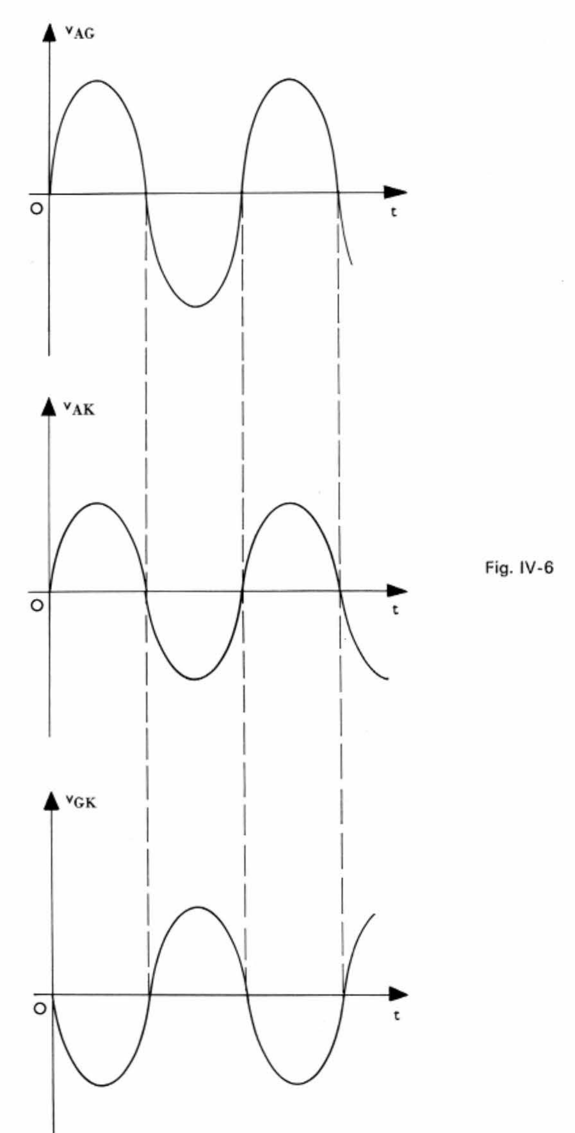


Fig. IV-6

aux bornes du circuit oscillant, ce qui permet d'éviter la décroissance des oscillations et, si le gain du tube est suffisant, de les entretenir. Comme dans le cas précédent, les circuits $R'C'$ servent à l'autopolarisation des grilles. Ces oscillateurs sont évidemment réalisables à l'aide de transistors en remplacement des tubes à vide. La figure IV-7 donne un exemple de réalisation d'un oscillateur Hartley.

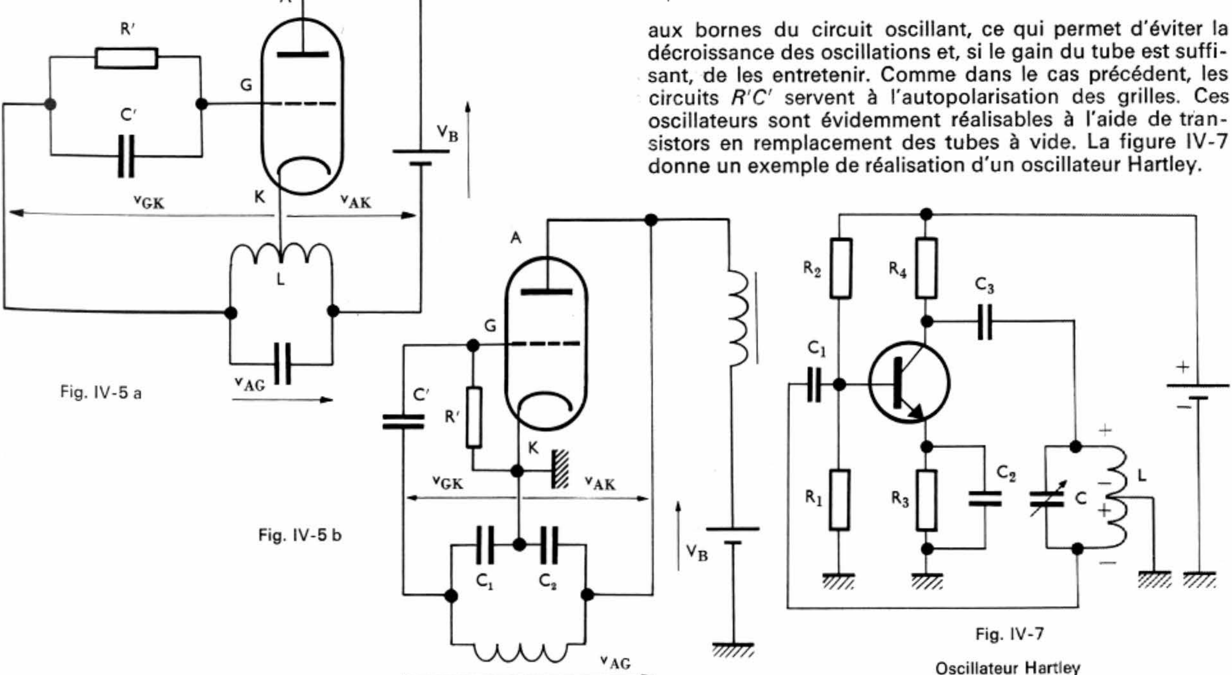


Fig. IV-5 a

Fig. IV-5 b

Fig. IV-7
Oscillateur Hartley

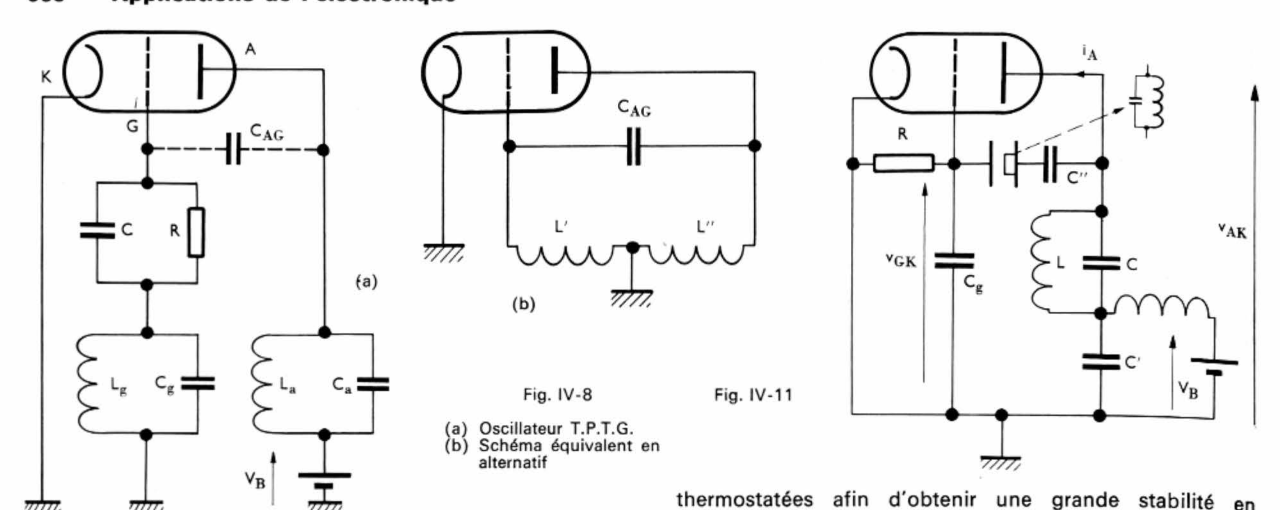


Fig. IV-8

(a) Oscillateur T.P.T.G.
(b) Schéma équivalent en alternatif

Fig. IV-11

Certains oscillateurs comportent un circuit accordé dans la plaque et un autre dans le circuit de grille (fig. IV-8 a et b) : ce sont des oscillateurs T.P.T.G. (*tuned plate and tuned grid*) ; le seul couplage qui existe entre les deux circuits est réalisé par la capacité parasite entre grille et plaque. Ils ne peuvent fonctionner qu'à une fréquence inférieure à la fréquence propre de résonance des circuits accordés, car les circuits se comportent comme des inductances pures pour des fréquences inférieures à leur fréquence de résonance. Le montage ECO (fig. IV-9) utilise un tube pentode dans lequel la partie oscillatrice est constituée par la cathode, la grille de commande et la grille écran, cet ensemble se comportant comme une triode. Le couplage grille-cathode est pratiquement réalisé par le flux d'électrons traversant le tube, d'où le nom d'*electronic coupled* (ECO) donné à ce montage. Son intérêt est sa possibilité de fonctionner à fréquence variable. L'autre partie du tube

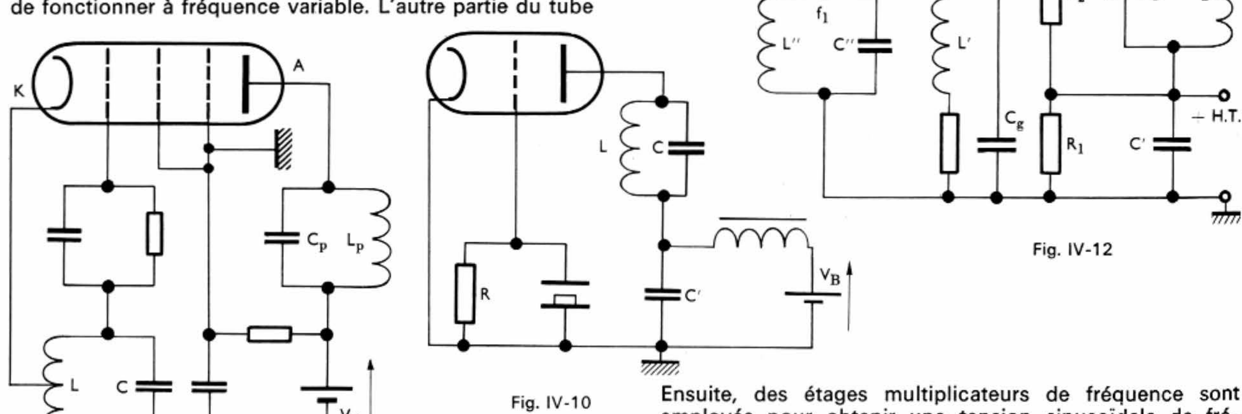


Fig. IV-9

Fig. IV-10

Fig. IV-12

peut être utilisée comme amplificateur haute fréquence ou encore comme multiplicateur de fréquence. Mais, pour obtenir des fréquences plus stables, il faut utiliser des oscillateurs à quartz. Dans l'oscillateur à quartz Pierce (fig. IV-10), la réaction entre la plaque et la grille est due à la capacité parasite grille-plaque du tube. Cet oscillateur fonctionne d'une manière identique au montage T.P.T.G., le circuit accordé de grille étant constitué par le quartz. Celui-ci peut être aussi disposé entre grille et plaque (fig. IV-11).

Ce montage est très utilisé pour obtenir des fréquences de quelques mégahertz.

L'oscillateur à quartz Tritet (fig. IV-12) utilise une pentode, c'est en quelque sorte l'adaptation d'un oscillateur ECO à l'utilisation des quartz.

Souvent, les oscillateurs sont placés dans des enceintes thermostatées afin d'obtenir une grande stabilité en température.

1.3. Multiplicateur de fréquence. — En général, la fréquence f de la tension sinusoïdale fournie par l'oscillateur est très inférieure à la fréquence porteuse f_0 : f est choisie de façon à être un sous-multiple de cette fréquence, car cela permet d'utiliser des cristaux piézoélectriques de dimensions plus importantes et donc moins fragiles.

Ensuite, des étages multiplicateurs de fréquence sont employés pour obtenir une tension sinusoïdale de fréquence f_0 à partir de la d.d.p. de fréquence f.

Un étage multiplicateur de fréquence est un amplificateur accordé sur la fréquence du signal à obtenir (V. t. 1, Électronique, chap. 14). Si cet étage est polarisé en classe C, lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale : $v = \widehat{V} \cos \omega t$ (avec $\omega = 2 \pi f$), le courant de sortie présente une forme impulsionnelle : il est constitué par des calottes de sinusoïdes (fig. IV-13). Ce courant périodique i est assimilable

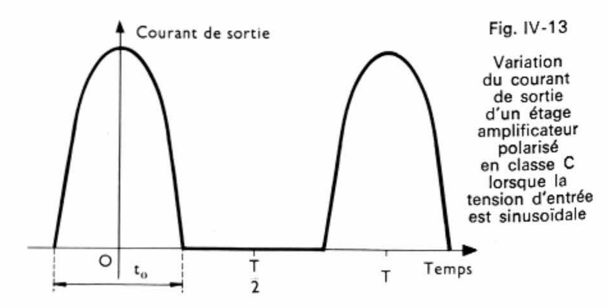


Fig. IV-13

Variation du courant de sortie d'un étage amplificateur polarisé en classe C lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale

à une somme d'une composante continue et de composantes sinusoïdales (V. chap. 1) :

$$i = I_0 + \hat{I}_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + \hat{I}_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + \ldots$$

Le circuit résonnant, placé dans le circuit de sortie, est accordé sur la fréquence $2f$ si seule la composante $\hat{I}_2 \cos(2\omega t + \varphi_2)$ doit être amplifiée. Dans ce cas, l'étage est dit *doubleur de fréquence*. Si ce circuit résonnant est accordé sur la fréquence $3f$, le montage est un *tripleur de fréquence* (c'est alors la composante $\hat{I}_3 \cos(3\omega t + \varphi_3)$ qui est amplifiée). Doubleur et tripleur de fréquence sont les montages multiplicateurs de fréquence les plus utilisés.

L'amplitude du signal de sortie dépend de la valeur de crête $\hat{I}$ des impulsions de courant et du temps de passage t_0 de celles-ci. Pour une valeur de crête déterminée, cette amplitude est maximale lorsque ωt_0 est égal à 120° pour un doubleur de fréquence et à 80° pour un tripleur de fréquence.

1.4. Modulateur — Procédés de modulation d'amplitude

1.4.1. Modulation par contrôle de la grille avec une triode. — Ce type de modulation est basé sur l'utilisation de la caractéristique non linéaire d'un tube fonctionnant en classe *C* (fig. IV-14) et sur la grille duquel est appliquée la tension basse fréquence de modulation et la tension haute fréquence (porteuse f_0). La tension d'entrée est la somme de la tension de polarisation, de la tension haute fréquence $\hat{V}_0 \cos \omega_0 t$ et du signal basse fréquence $s(t) = \hat{S} \cos(\Omega t + \Phi)$.

À la composante variable v_{GK} de la tension grille :

$$v_{GK} = \hat{V}_0 \cos(\omega_0 t) + \hat{S} \cos(\Omega t + \Phi)$$

correspond une composante variable i_A pour le courant anodique :

$$i_A = a\, v_{GK} + b\, (v_{GK})^2$$

(la caractéristique de transfert I_A (V_{GK}) du tube est supposée parabolique dans la partie où se déplace le point de fonctionnement). En développant l'expression précédente, nous pouvons constater que i_A est égal à une somme de termes dont les fréquences sont indiquées dans le tableau ci-après.

Comme le circuit oscillant anodique est accordé sur la fréquence f_0, il ne présente une impédance notable que pour les composantes de fréquence f_0 et $(f_0 \pm F)$. La

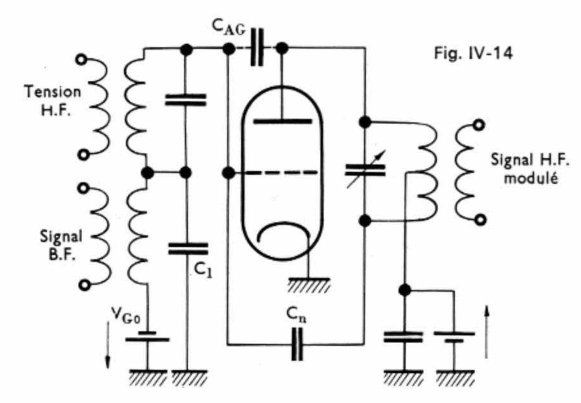


Fig. IV-14

tension de sortie du montage est sensiblement égale à :

$$v_s = \lambda\, [a\, \hat{V}_0 \cos \omega_0 t + 2\, b\, \hat{V}_0\, \hat{S} \cos \omega_0 t \cos(\Omega t + \Phi)]$$

$$= \lambda\, a\, \hat{V}_0\, [1 + k \cos(\Omega t + \Phi)] \cos \omega_0 t \quad (\text{avec } \lambda = \text{Cte})$$

C'est bien l'expression d'une tension modulée en amplitude (V. chap. 3).

1.4.2. Modulation par la plaque avec une triode (fig. IV-15). — La tension H.F., de fréquence f_0, est appliquée à l'entrée d'un amplificateur accordé sur cette fréquence f_0. La tension d'alimentation de cet étage varie au rythme de la tension de modulation car elle est égale à la somme du signal B.F. et de la tension V_B fournie par

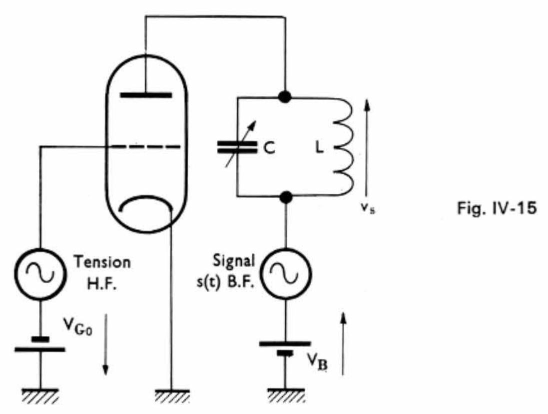


Fig. IV-15

i_A	Terme du développement		Fréquence
$a\, v_{GK}$	$a\, \hat{V}_0 \cos \omega_0 t$		f_0
	+		
	$a\, \hat{S} \cos(\Omega t + \Phi)$		F
+			
$b\, (v_{GK})^2$	$b\, [\hat{V}_0 \cos \omega_0 t]^2$ =	$\frac{b}{2} (\hat{V}_0)^2$	0
		$+ \frac{b}{2} (\hat{V}_0)^2 \cos 2\omega_0 t$	$2f_0$
	+		
	$b\, \hat{S}^2 \cos^2(\Omega t + \Phi)$ =	$\frac{b\, \hat{S}^2}{2}$	0
		$+ \frac{b\, \hat{S}^2}{2} \cos 2(\Omega t + \Phi)$	$2F$
	+		
	$2\, b\, \hat{V}_0\, \hat{S} \cos \omega_0 t \cos(\Omega t + \Phi)$ =	$b\, \hat{V}_0\, \hat{S} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \Phi]$	$f_0 + F$
		$+ b\, \hat{V}_0\, \hat{S} \cos[(\omega_0 - \Omega)t - \Phi]$	$f_0 - F$

Rappelons que : $\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2}$ et que : $(2 \cos \alpha \cos \beta) = \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)$.

l'alimentation (V. ci-après). Cet amplificateur est polarisé en classe *C* de façon à obtenir une loi de variation linéaire entre le potentiel de l'anode et le courant de sortie de haute fréquence.

En l'absence de tension de modulation, les impulsions de courant anodique (i_A) ont toutes la même amplitude (fig. IV-16 a) et le signal de sortie est proportionnel au signal d'entrée. Lorsqu'un signal B.F., $s(t)$, est superposé à la tension d'alimentation anodique V_B, les impulsions de courant anodique ont des amplitudes qui suivent les variations de la tension totale $[V_B + s(t)]$, car la valeur de crête de ce courant dépend directement du maximum atteint par cette somme. La tension obtenue aux bornes du circuit accordé a une fréquence f_0 et son amplitude dépend de l'intensité des impulsions du courant i_A : elle est modulée en amplitude (fig. IV-16 b).

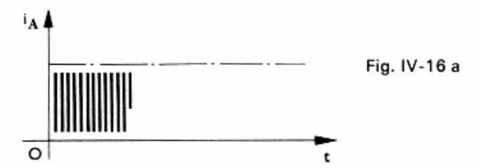


Fig. IV-16 a

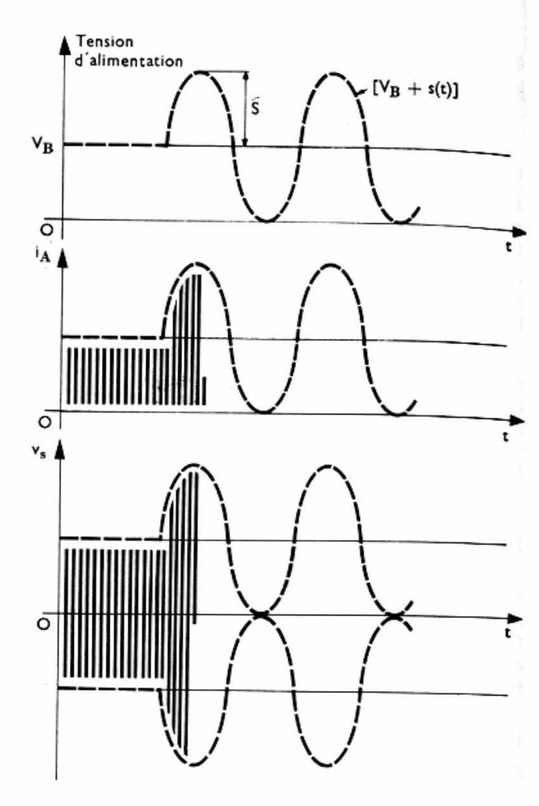


Fig. IV-16 b

La figure IV-17 donne le schéma d'un modulateur dans lequel l'étage du signal modulé et l'étage du signal modulant sont alimentés à l'aide de la même source, à travers une même inductance à fer *L* de grande valeur. Pour un courant alternatif, celle-ci est équivalente à une impédance très grande (d'autant plus grande que la fréquence est élevée) et le montage est dit à courant constant (l'intensité du courant fourni par la source est pratiquement constante dans le temps).

1.4.3. Modulation par l'anode et l'écran. — La tension de modulation est appliquée à la fois sur l'anode et sur l'écran d'un tube pentode (fig. IV-18). Le fonctionnement est semblable à celui du modulateur par la plaque ; il présente l'avantage de réduire le débit d'écran dans les creux de modulation, donc lorsque la tension continue de plaque est faible. Il est utilisé pour les émetteurs de faible puissance.

1.4.4. Modulation à faible niveau haute fréquence (système Van Der Bijl). — La tension de haute fréquence et la tension de modulation sont appliquées sur la grille de commande du tube modulateur qui est presque bloqué. La figure IV-19 montre l'allure de la tension d'entrée v_{GK}. Dans les conditions de fonctionnement choisies, les variations de la tension d'entrée sont accompagnées de variations de la pente du tube (V. t. 1, Électronique, chap. 4) autour d'une valeur moyenne. L'amplification du montage, qui est proportionnelle à cette pente, varie au rythme du signal de basse fréquence et cela entraîne une modulation du signal de sortie. Dans le cas d'une pentode, nous pouvons considérer que la composante variable i_A du courant anodique est proportionnelle au carré de la tension v_{GK}. Si le signal modulant est sinusoïdal, nous pouvons écrire :

$$v_{GK} = \widehat{V}_0 \cos \omega_0 t + \widehat{S} \cos (\Omega t + \Phi)$$

et $$i_A = \lambda\, [\widehat{V}_0 \cos \omega_0 t + \widehat{S} \cos (\Omega t + \Phi)]^2$$

(avec $\lambda =$ Cte).

Un calcul analogue à celui qui a été fait au paragraphe 1.4.1 montre que le spectre de fréquences de ce signal comprend les fréquences $2 f_0$, $2 F$ et $(f_0 \pm F)$. Comme le circuit anodique est accordé sur la fréquence f_0, seules les composantes de fréquence $(f_0 + F)$ et $(f_0 - F)$ sont amplifiées. La tension de sortie est modulée en amplitude, mais la porteuse est supprimée. Cette modulation ne peut

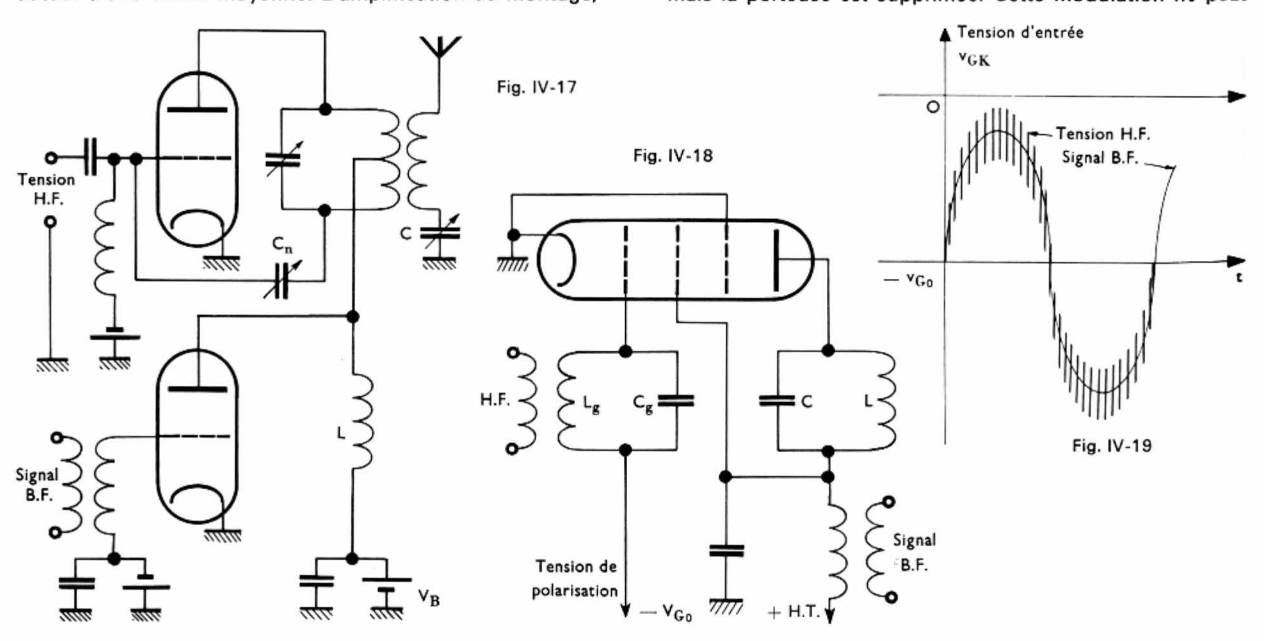


Fig. IV-17

Fig. IV-18

Fig. IV-19

être obtenue que si le régime de fonctionnement n'est pas linéaire, ce qui impose d'utiliser une tension H.F. de faible amplitude. Les puissances fournies sont voisines d'un watt et le rendement est extrêmement faible.

1.4.5. Modulateur équilibré. — La modulation d'amplitude, à bande latérale unique ou encore à bandes latérales indépendantes avec porteuse supprimée ou porteuse réduite, peut être réalisée à l'aide du montage de la figure IV-20. La tension haute fréquence est appliquée

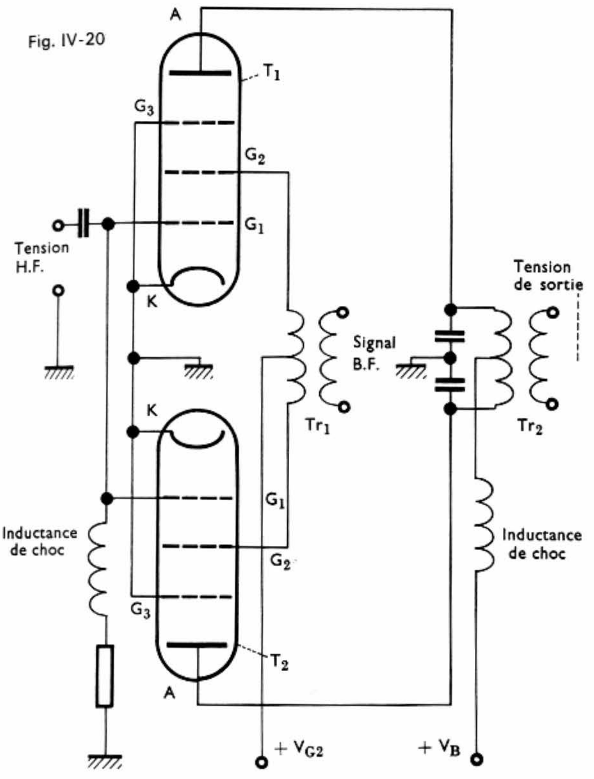


Fig. IV-20

simultanément aux deux grilles de commande des tubes T_1 et T_2. Les grilles-écrans des deux tubes sont reliées aux deux extrémités de l'enroulement d'un transformateur à prise médiane au secondaire; elles sont soumises à une tension, somme d'une tension continue $+ V_{G_2}$ et d'une d.d.p. alternative proportionnelle au signal modulant. En l'absence de tension de modulation, les deux parties de l'enroulement primaire du transformateur T_{r_2} sont traversées par des courants de même amplitude et en phase (ils sont produits à l'aide de la même tension H.F.) ; comme leurs sens de parcours sont opposés, aucun signal H.F. n'est induit dans l'enroulement secondaire: la tension de sortie est nulle. Il n'en est plus de même lorsqu'une tension de modulation est appliquée. En effet, les tensions secondaires, obtenues à l'aide du transformateur T_{r_1} sont en opposition de phase et les grilles-écrans des deux tubes sont portées à des potentiels différents: à un instant déterminé, si le potentiel de l'une est augmenté, celui de l'autre est diminué. Les courants anodiques des deux tubes T_1 et T_2 ne sont plus identiques à chaque instant et leurs effets magnétiques s'ajoutent.

Avec un signal modulant sinusoïdal et de fréquence F, le spectre du signal obtenu comporte les fréquences F, $(f_0 + F)$ et $(f_0 - F)$. Cependant, comme le circuit de sortie est accordé sur la fréquence f_0, seules les composantes de fréquences $(f_0 + F)$ et $(f_0 - F)$ induisent une force électromotrice dans le secondaire du transformateur T_{r_2}. Ce modulateur permet ainsi d'obtenir un signal de sortie dont le spectre ne comporte que les fréquences latérales supérieures et inférieures, tandis que la fréquence porteuse est éliminée.

1.4.6. Modulateur en anneau. — Ce dispositif est utilisé pour les transmissions à courants porteurs (V. t. 2, Télécommunications, chap. 4) et dans certains circuits de

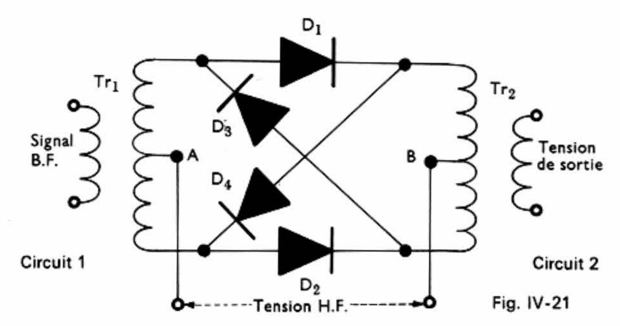


Fig. IV-21

télévision en couleurs, lorsqu'il s'agit d'obtenir une modulation d'amplitude avec porteuse supprimée. Pour analyser le fonctionnement de ce modulateur (fig. IV-21), supposons tout d'abord que les circuits 1 et 2 (fig. IV-22) soient ouverts; un générateur H.F. est placé entre les points A et B. Durant l'alternance où le point A est positif par

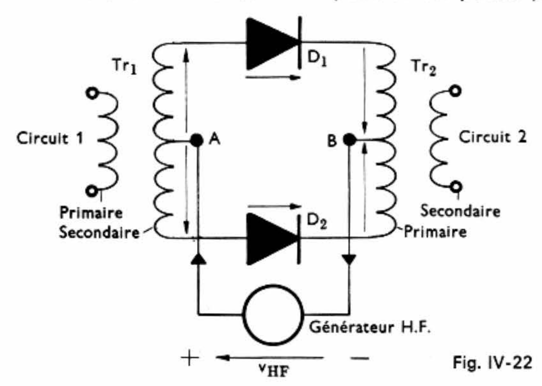


Fig. IV-22

rapport au point B, les diodes D_1 et D_2 sont conductrices, tandis que les diodes D_3 et D_4 sont bloquées. Deux dérivations identiques sont ainsi offertes au passage du courant fourni par le générateur H.F. Les deux moitiés de l'enroulement secondaire du transformateur T_{r_1} sont traversées par des courants égaux (à tout instant) et de sens opposé: aucune f.é.m. n'est induite dans l'enroulement primaire de ce transformateur.

De même, les courants qui passent dans les deux moitiés de l'enroulement primaire de T_{r_2} n'induisent aucune f.é.m. dans l'enroulement secondaire de ce transformateur.

Durant l'alternance où le point A est négatif par rapport au point B, seules les diodes D_3 et D_4 sont passantes (fig. IV-23) ; les sens des courants sont inversés par rapport au cas précédent, mais les conclusions demeurent: aucune f.é.m. n'est induite, ni dans le primaire de T_{r_1}, ni dans le secondaire de T_{r_2}.

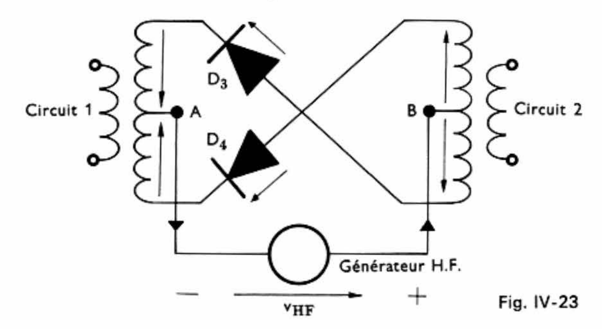


Fig. IV-23

Les sens de passage des courants dans les diodes ne changent pas si une tension de modulation, d'amplitude suffisamment faible, est appliquée au primaire de T_{r_1}. Une f.é.m. de basse fréquence est induite dans le secondaire de T_{r_1} et un courant B.F. traverse l'anneau formé par le secondaire de T_{r_1}, D_1, le primaire de T_{r_2} et D_2 (V. fig. IV-24 a). Une f.é.m. est alors induite dans le secondaire de T_{r_2}.

Cette f.é.m. présente deux particularités: son amplitude dépend du courant B.F. qui passe dans l'anneau, c'est-à-dire

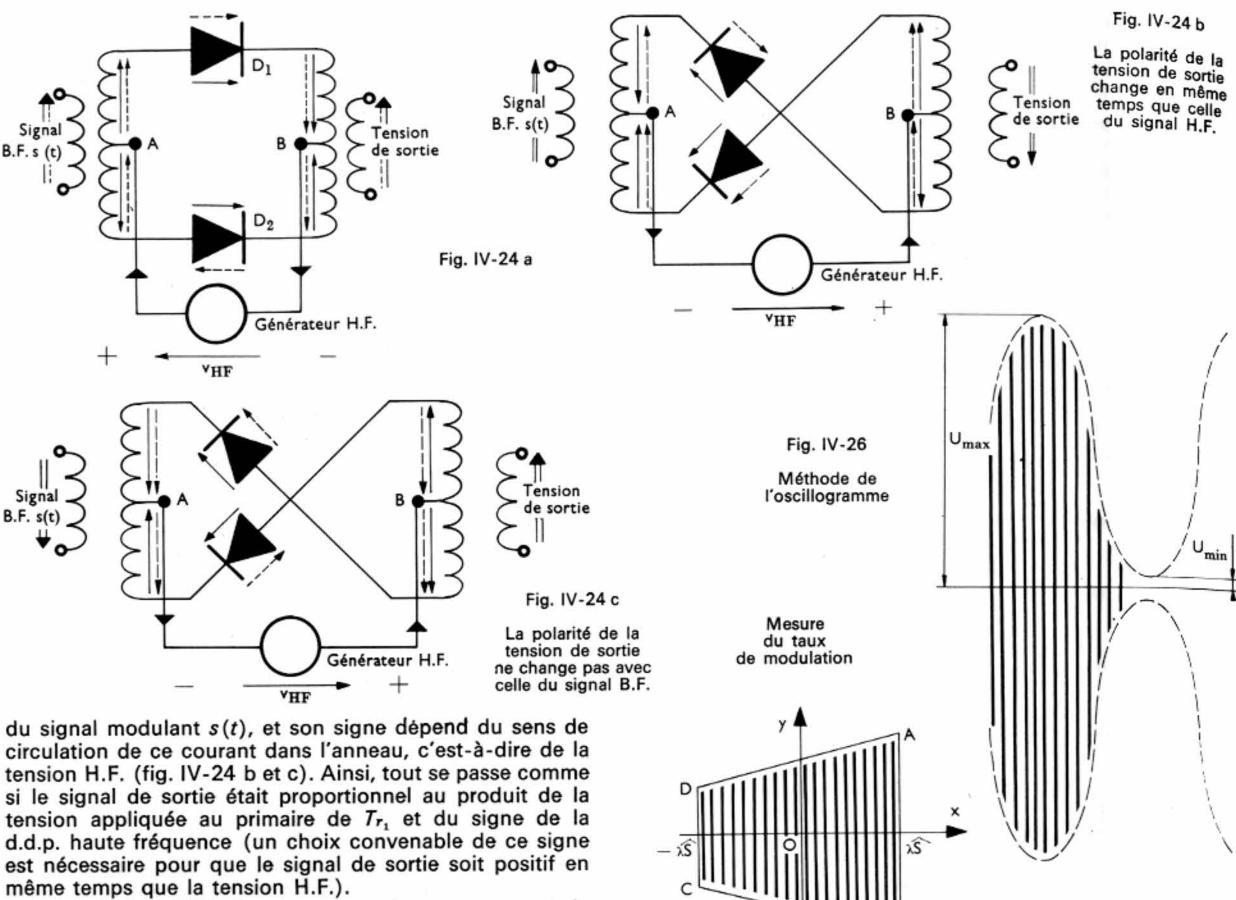


Fig. IV-24 a

Fig. IV-24 b

La polarité de la tension de sortie change en même temps que celle du signal H.F.

Fig. IV-24 c

La polarité de la tension de sortie ne change pas avec celle du signal B.F.

Fig. IV-26

Méthode de l'oscillogramme

Mesure du taux de modulation

Fig. IV-27 — Méthode du trapèze

du signal modulant $s(t)$, et son signe dépend du sens de circulation de ce courant dans l'anneau, c'est-à-dire de la tension H.F. (fig. IV-24 b et c). Ainsi, tout se passe comme si le signal de sortie était proportionnel au produit de la tension appliquée au primaire de Tr_1 et du signe de la d.d.p. haute fréquence (un choix convenable de ce signe est nécessaire pour que le signal de sortie soit positif en même temps que la tension H.F.).

Le générateur H.F. n'est pas traversé par un courant de basse fréquence car, pour celui-ci, les points A et B sont au même potentiel. En effet, le secondaire de Tr_1 joue le rôle d'un générateur dont A est le point milieu, tandis que le primaire de Tr_2 joue le rôle d'un récepteur dont B est le point milieu. Les diodes étant supposées parfaites, à chaque instant les d.d.p. B.F. aux bornes de ces enroulements sont égales et il en est de même des potentiels des points A et B (par rapport à la même référence).

La figure IV-25 montre la forme de la tension de sortie après un filtrage qui ne permet de conserver que la fréquence fondamentale des signaux en créneaux. Cette d.d.p. correspond à un signal modulé en amplitude dont le spectre ne comprend pas la fréquence porteuse.

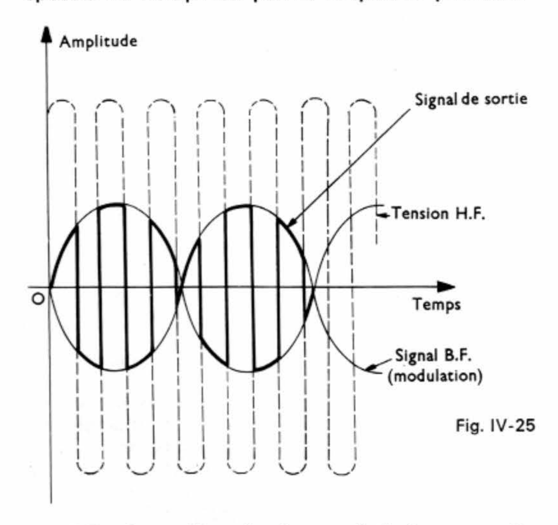


Fig. IV-25

1.4.7. Contrôle de la modulation. — Parmi les méthodes de contrôle de la modulation, nous donnerons seulement deux exemples:

— *Méthode de l'oscillogramme.* — La tension de haute fréquence, modulée en amplitude, est appliquée à l'entrée de l'amplificateur vertical d'un oscillographe. La fréquence de balayage horizontal est synchronisée sur la fréquence de la tension de modulation (si celle-ci est périodique). La courbe qui apparaît sur l'écran a la forme indiquée par la figure IV-26. Le taux de modulation est donné par la relation suivante:

$$k = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}$$

— *Méthode du trapèze.* — La tension haute fréquence modulée est appliquée sur les plaques de déflexion verticale de l'oscillographe et la tension de modulation sur les plaques de déflexion horizontale. À l'instant t, le spot lumineux se trouve en un point de coordonnées égales à:

$$\begin{cases} x = \lambda \widehat{S} \cos (\Omega t + \Phi) & (\lambda = \text{Cte}) \\ y = \mu \widehat{V_0} \, [1 + k \cos (\Omega t + \Phi)] \cos \omega_0 t & (\mu = \text{Cte}) \end{cases}$$

La figure géométrique obtenue sur l'écran de l'oscillographe est inscrite dans un trapèze (fig. IV-27). L'équation de la droite AD étant $y = \mu \widehat{V_0}\left(1 + \frac{k}{\lambda} x\right)$, les coordonnées des points A et D sont respectivement les suivantes:

$$A \begin{cases} x_A = \lambda \widehat{S} \\ y_A = \mu \widehat{V_0}(1 + k) \end{cases} \qquad D \begin{cases} x_D = -\lambda \widehat{S} \\ y_D = \mu \widehat{V_0}(1 - k) \end{cases}$$

La valeur de l'indice de modulation est alors donnée par le rapport suivant:

$$k = \frac{AB - CD}{AB + CD} = \frac{y_A - y_D}{y_A + y_D}$$

La figure obtenue se déforme puisqu'elle dépend de la valeur de k; en particulier, si $k = 1$, les points C et D sont confondus et la figure est un triangle.

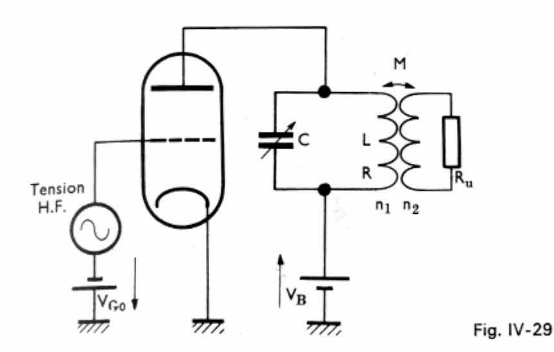


Fig. IV-28 — Étage amplificateur H.F.

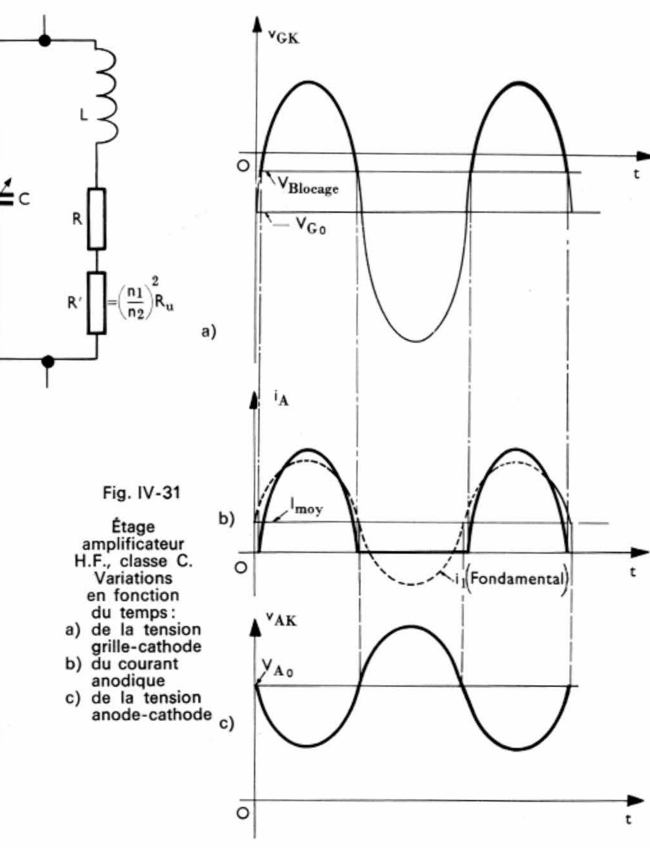


Fig. IV-29

Fig. IV-31
Étage amplificateur H.F., classe C. Variations en fonction du temps :
a) de la tension grille-cathode
b) du courant anodique
c) de la tension anode-cathode

1.5. Amplificateur haute fréquence. — Un amplificateur H.F. est un amplificateur sélectif. La charge de l'étage est un circuit oscillant accordé sur la fréquence de la tension H.F. à amplifier (fig. IV-28) ; il est couplé à un enroulement alimentant une résistance R_u qui représente une antenne, ou le circuit de couplage de cet étage à l'antenne, par exemple. Cette charge est équivalente à un circuit accordé dont la résistance serait égale à : $R + R' = R + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_u$ (fig. IV-29) ; le dernier terme de cette somme correspond à la valeur de la résistance R_u ramenée au primaire (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 7).

Le rendement η de l'étage est égal au rapport de la puissance utile (puissance dissipée dans R_u) et de la puissance totale fournie P (puissance dissipée dans $R + R'$). La puissance utile étant aussi égale à la puissance P diminuée de la puissance p perdue par effet Joule dans R, nous pouvons écrire

$$\eta = \frac{P - p}{P} = 1 - \frac{p}{P} = 1 - \frac{R}{R + R'}$$

Si nous appelons respectivement Q_v et Q_c les facteurs de surtension de ce circuit accordé à vide et en charge, il vient :

$$Q_v = \frac{L\omega}{R}\,; \quad Q_c = \frac{L\omega}{R + R'}$$

et :

$$\eta = 1 - \frac{Q_c}{Q_v}$$

Le rendement est d'autant meilleur que le coefficient de surtension Q_c est plus petit devant Q_v ; cependant, il ne peut être trop fortement diminué, car la sélectivité du circuit oscillant décroît en même temps. Cela constitue un grave inconvénient, car il ne faut pas oublier que le régime de fonctionnement normal des étages amplificateurs haute fréquence est la classe C ou la classe B (pour une tension H.F. modulée) : le courant anodique est de forme impulsionnelle et il comporte de nombreux harmoniques qu'il faut suffisamment affaiblir. Il y a un choix à faire entre ces deux exigences contradictoires. En pratique, Q_c est compris entre dix et quinze. Il est possible d'adopter des coefficients de surtension en charge plus faibles, à la condition d'utiliser un étage amplificateur H.F. push-pull (fig. IV-30). Q_c peut alors être compris entre cinq et sept et le rendement se trouve amélioré. La figure IV-31 représente les tensions grille-cathode et anode-cathode, ainsi que le courant anodique d'un étage amplificateur classe C dont la charge est un circuit accordé sur la fréquence du fondamental (la composante fondamentale i_1 a également été figurée).

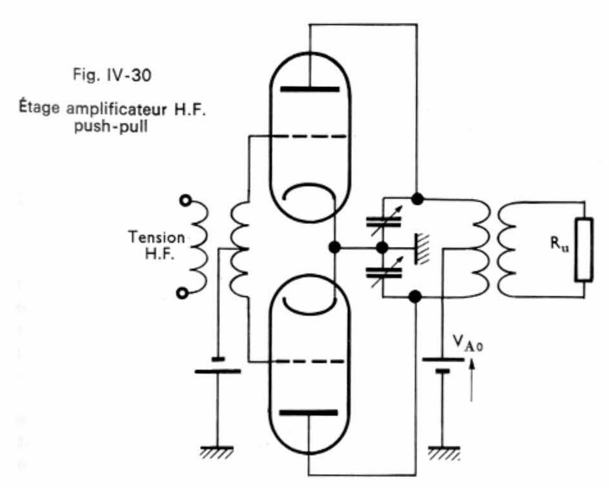


Fig. IV-30
Étage amplificateur H.F. push-pull

Lorsqu'il s'agit d'amplifier en puissance un signal modulé en amplitude, il n'est pas possible d'utiliser les amplificateurs de classe A (rendement trop faible), ni ceux de classe C (non linéaires). Seuls les amplificateurs de classe B conviennent ; la valeur de crête du courant anodique $I_{A\,max}$ et celle du fondamental i_1 sont proportionnelles à la tension de grille v_{GK}. Ce genre de montage peut cependant apporter des distorsions qu'il convient de réduire au minimum. Il faut que la tension d'alimentation soit suffisamment stable pour que le fonctionnement en classe B soit maintenu malgré les variations de la valeur moyenne du courant anodique. De plus, la tension de polarisation de grille V_{G0} doit être aussi stable que possible malgré le courant de grille. Par ailleurs, la bande passante des circuits d'accord doit être suffisante pour que toutes les fréquences du spectre de l'onde modulée soient amplifiées de la même façon.

1.6. Alimentation des tubes. — Les sources de courant continu, utilisées pour polariser les électrodes des tubes amplificateurs d'une station d'émission, doivent délivrer des tensions assez grandes (plusieurs milliers de volts) ; elles sont souvent appelées source H.T., mais cette appellation est abusive et elle ne doit absolument pas être prise avec le même sens qu'en électricité où une haute tension est une d.d.p. supérieure à 60 kV. Ces sources ne devant pas être traversées par un courant alternatif de haute fréquence, elles sont systématiquement découplées par un condensateur. Pour le courant H.F., celui-ci doit constituer un passage d'impédance très faible, nettement inférieure à celle de la source ; sa capacité doit être suffisamment grande pour que ce résultat soit obtenu.

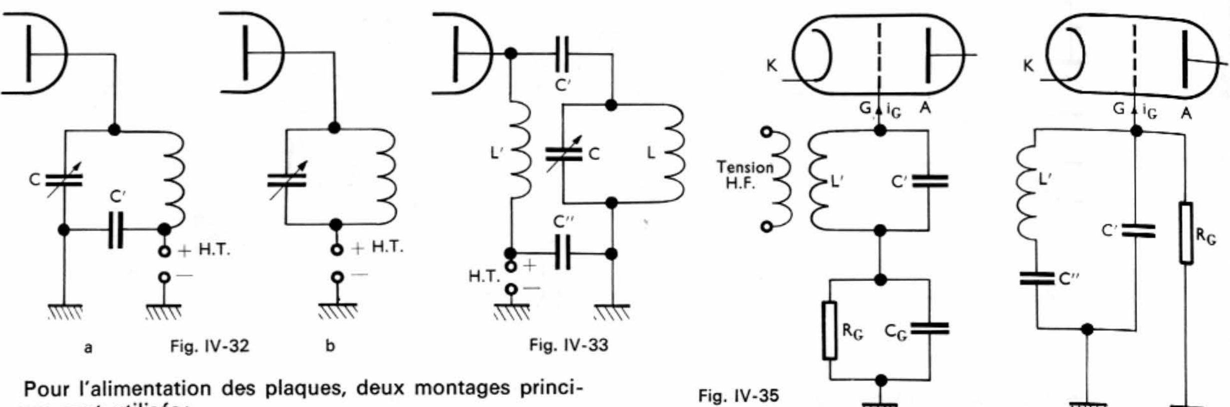


Fig. IV-32 Fig. IV-33 Fig. IV-35

Pour l'alimentation des plaques, deux montages principaux sont utilisés :

— La source de courant continu peut être disposée en série avec le circuit anodique (fig. IV-32 a et b) ; le montage de la figure IV-32 a présente l'avantage de permettre de relier une des armatures du condensateur C à la masse ; cependant, cette solution est onéreuse, car le condensateur C' doit être d'excellente qualité (pour éviter de trop grandes pertes en haute fréquence) et, de plus, il doit avoir une grande tension de service.

— La source de courant continu peut être placée en parallèle avec la charge anodique (fig. IV-33) pour que le courant continu anodique ne traverse pas le circuit oscillant. L'inductance L' est grande par rapport à L et le faible courant de haute fréquence qui peut la traverser se trouve ramené à la masse par le condensateur C'' et il ne passe pas dans le générateur constituant l'alimentation. Le condensateur C'' (comme d'ailleurs C') n'étant soumis qu'à la tension continue, son isolement peut être moins grand que celui du condensateur C. Les écrans sont alimentés à partir de la source H.T., éventuellement à travers une résistance ; un condensateur de découplage de cette électrode pour le courant de haute fréquence est également nécessaire.

Les grilles peuvent être polarisées au moyen d'un générateur (polarisation indépendante) ou en utilisant, soit le courant de grille (polarisation par courant grille), soit le courant cathodique (polarisation automatique). Pour une polarisation indépendante, la tension continue est appliquée entre grille et masse, et la source est découplée au moyen d'un ou plusieurs condensateurs (fig. IV-34). Le montage de cette source en parallèle avec le circuit

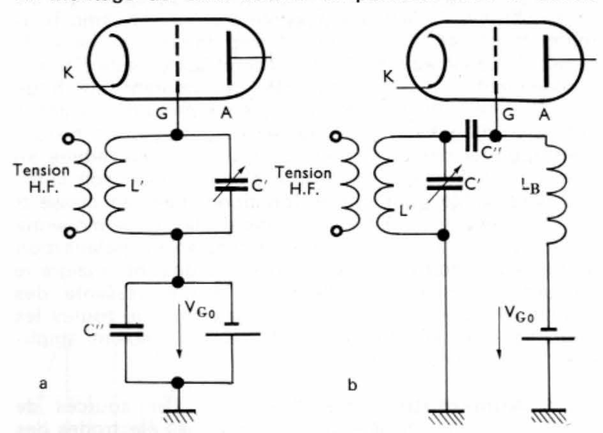


Fig. IV-34 — Polarisation indépendante
(a) Montage en série ; la source est découplée par le condensateur C'' ;
(b) Montage en parallèle ; la source est découplée par les condensateurs C' et C''

accordé d'entrée, est très utilisé dans les installations de grande puissance, bien qu'il impose de prévoir des protections pour éliminer le générateur H.T. (alimentant le circuit anodique) en cas de suppression de la tension de polarisation, cela afin d'éviter une détérioration du tube.

La polarisation par courant de grille résulte du passage d'un courant i_G entre la grille G et la cathode K durant les intervalles de temps où le signal d'entrée rend G positive par rapport à K. Tout condensateur placé dans le circuit d'entrée prend une certaine charge durant ces intervalles de temps et il la conserve, car il ne peut se décharger que très lentement dans une résistance R_G de grande valeur (fig. IV-35). Évidemment, toute polarisation négative disparaissant lorsque la tension H.F. n'est plus appliquée à l'entrée de l'étage, un dispositif est prévu pour couper la haute tension d'alimentation anodique en cas de suppression du signal H.F.

La polarisation automatique est obtenue au moyen d'une résistance R_K et d'un condensateur C_K placés entre cathode et masse (fig. IV-36). Le condensateur prend une charge sensiblement constante et la cathode est portée à un potentiel positif par rapport à la masse ; si la grille est réunie à la masse, la d.d.p. de repos $V_{GK} = V_G - V_K$ est bien négative. Ce montage est peu utilisé, car il est la cause d'une diminution du rendement.

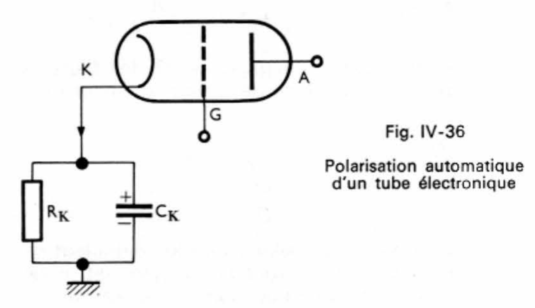


Fig. IV-36
Polarisation automatique d'un tube électronique

1.7. Neutrodynage des étages amplificateurs H.F.

La capacité parasite grille-anode peut provoquer la naissance d'oscillations spontanées dans un étage amplificateur H.F. comportant un tube triode. En effet, l'examen de la figure IV-37 montre que l'amplificateur considéré peut

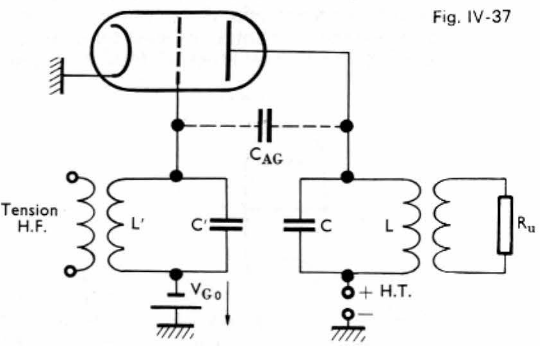


Fig. IV-37

se comporter comme un oscillateur T.P.T.G. si la capacité C_{AG} est trop importante. Sauf si le tube employé est une tétrode ou une pentode, il faut donc apporter certaines modifications au montage pour supprimer les effets du couplage parasite entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. C'est le rôle des dispositifs de neutrodynage.

— *Neutrodynage de plaque et de grille.* — Le couplage indésirable, dû au courant qui circule dans C_{AG}, est supprimé en prenant un circuit anodique symétrique

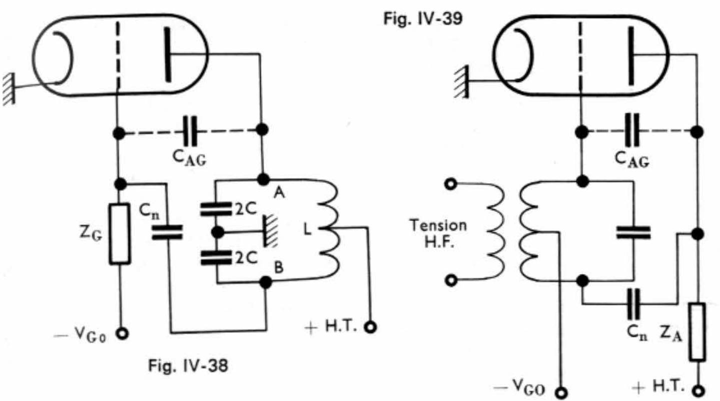


Fig. IV-38

mesure, chap. 16), une d.d.p., alternative dans une des diagonales est sans action sur le circuit contenu dans l'autre diagonale. Ce procédé est utilisé dans les émetteurs de diverses puissances.

1.8. Dispositifs de couplage et d'adaptation. — La résistance de sortie d'un étage et l'impédance d'entrée de l'étage suivant ne sont pas toujours identiques; dans ce cas, il faut adapter les impédances pour que le transfert d'énergie soit optimal (V. t. 1, Électronique, chap. 13). Ce problème d'adaptation se ren-

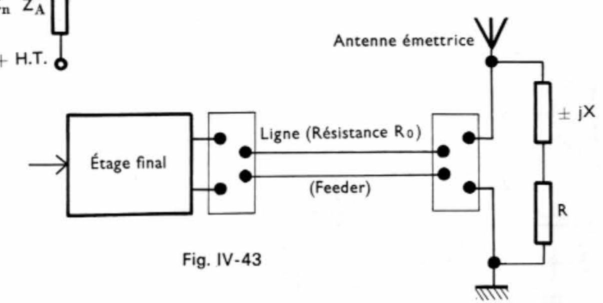


Fig. IV-43

(fig. IV-38) et en réunissant le point B et la grille par une capacité C_n égale à C_{AG}. Les courants qui traversent C_{AG} et C_n sont en opposition de phase et égaux; le circuit d'entrée (symbolisé par Z_G) n'est pas traversé par un courant alternatif dû à l'action de la tension de sortie. La compensation obtenue avec ce genre de montage est efficace pour une bande de fréquence comprise entre 0,8 f_0 et 1,2 f_0.

Le même résultat peut être obtenu en rendant symétrique le circuit placé entre grille et masse (fig. IV-39). Ce montage présente l'avantage d'être moins coûteux.

— *Neutrodynage entre grille et plaque.* — Une inductance L_n est placée entre grille et anode (fig. IV-40), c'est-à-dire en parallèle avec la capacité parasite C_{AG}. L'ensemble constitue un circuit accordé sur la fréquence f_0. Un condensateur C_n est placé en série avec l'inductance L_n pour empêcher le passage d'un courant continu dans ce circuit.

contre également lorsqu'il s'agit de coupler le circuit oscillant de l'étage final d'un émetteur avec l'entrée de la ligne (*feeder*) qui alimente l'antenne émettrice (fig. IV-43).

— *Adaptation par réactance série.* — L'impédance de la ligne est modifiée artificiellement en plaçant, soit une inductance L_s, soit un condensateur C_s en série avec la ligne. Ainsi, tout se passe comme si une portion de circuit, formée d'une inductance L_s en série avec une résistance R_e (figurant la résistance d'entrée du feeder), était disposée en

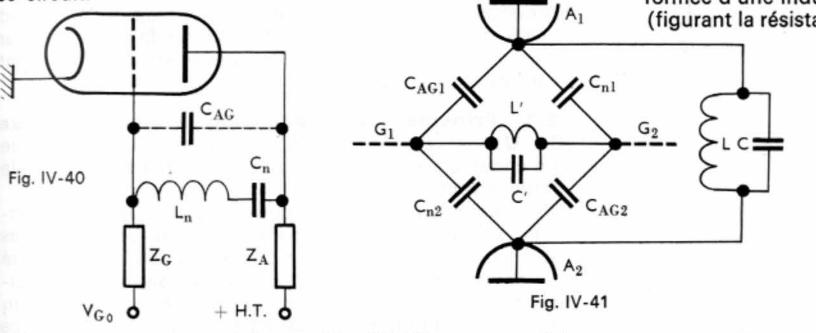


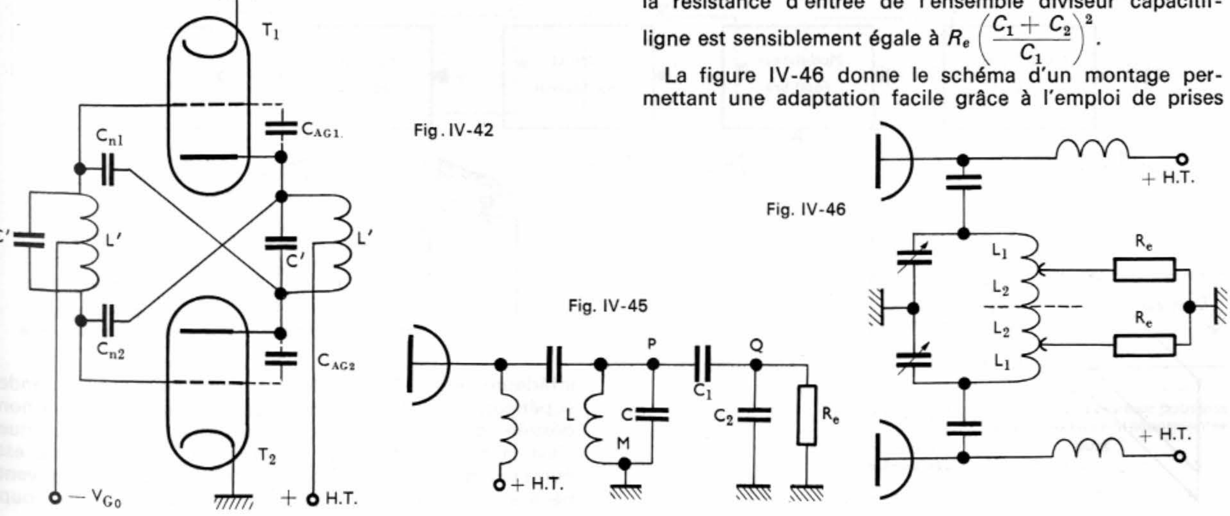
Fig. IV-44

Dans des étages symétriques (fig. IV-41), les capacités C_{AG_1}, C_{AG_2}, C_{n_1} et C_{n_2} forment un montage en pont dont les deux liaisons $G_1 G_2$ et $A_1 A_2$ comportent les circuits oscillants de grille L' — C' et de plaque L — C (fig. IV-42). Lorsque ce pont est équilibré (V. t. 2, Mesures et appareils de

parallèle avec le circuit anodique de l'étage final (fig. IV-44).

— *Adaptation par diviseur capacitif ou inductif.* — Un diviseur capacitif, ou inductif, est placé en parallèle avec le circuit anodique de l'étage final (fig. IV-45). Avec deux condensateurs C_1 et C_2 de capacités suffisamment grandes, la résistance d'entrée de l'ensemble diviseur capacitif-ligne est sensiblement égale à $R_e \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2$.

La figure IV-46 donne le schéma d'un montage permettant une adaptation facile grâce à l'emploi de prises



disposées sur l'inductance du circuit accordé d'un étage symétrique.

Tout se passe comme si la résistance d'entrée de la ligne était égale à : $R_e \left(\dfrac{L_1 + L_2}{L_1}\right)^2$.

— *Adaptation par couplage magnétique.* — Le couplage par mutuelle induction est également utilisé (fig. IV-47), en particulier dans le cas d'étages symétriques (fig. IV-48). L'impédance, ramenée au primaire, dépendant du rapport des nombres de spires du primaire et du secondaire, il est possible de réaliser l'adaptation désirée en choisissant convenablement ce rapport.

Fig. IV-47

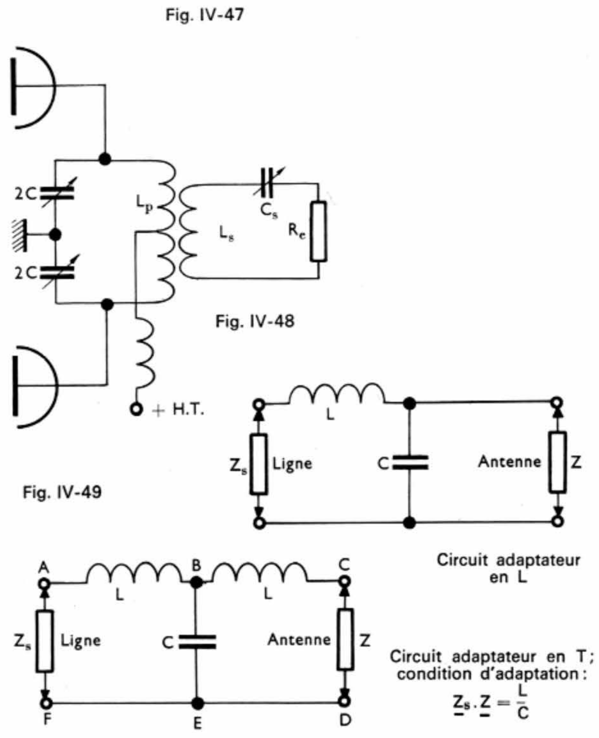


Fig. IV-48

Fig. IV-49

Circuit adaptateur en L

Circuit adaptateur en T; condition d'adaptation : $Z_s . Z = \dfrac{L}{C}$

— *Adaptation de l'antenne au feeder.* — L'adaptation entre la sortie d'une ligne bifilaire ou d'un câble coaxial qui relie un étage de puissance final et l'antenne, peut se faire à l'aide de réseaux passifs en *L*, en *T* ou en π (fig. IV-49).

Dans le cas d'ondes décamétriques et métriques, l'adaptation peut se faire au moyen d'une boucle (*stub*) disposée en parallèle sur le feeder (fig. IV-50), en un point convenablement choisi.

2. ÉMETTEUR À BANDE LATÉRALE UNIQUE (B.L.U.) ET ÉMETTEUR À BANDES LATÉRALES INDÉPENDANTES (B.L.I.)

Dans une émission à modulation d'amplitude classique, la porteuse est transmise avec les bandes latérales et la majeure partie de la puissance émise est transportée par l'onde porteuse. Cela est un inconvénient, car cette onde ne contient pas d'information puisque sa fréquence et son amplitude sont constantes (V. t. 2, Télécommunications, chap. 4). De plus, comme chaque bande latérale du spectre de l'onde modulée contient toutes les fréquences du spectre du signal modulant, il a semblé intéressant de supprimer la porteuse et l'une des bandes latérales. La transmission à *bande latérale unique* (B.L.U.) est réalisée avec porteuse supprimée ou avec porteuse atténuée (la présence de la fréquence porteuse dans le spectre du signal modulé est utile pour la démodulation, dans certains cas). Il est également possible de juxtaposer deux bandes latérales de deux spectres différents pour former un spectre à double bande avec porteuse atténuée ; c'est ce qui est réalisé dans une transmission à *bandes latérales indépendantes* (B.L.I.). Même s'il faut reconstituer la tension porteuse pour démoduler le signal reçu, ces deux procédés présentent de nombreux avantages :

— Le spectre de fréquences occupé est réduit de moitié par rapport à une émission à deux bandes latérales. Ainsi, dans une bande de fréquences déterminée, le nombre d'émetteurs peut être plus grand.

— La réduction de la bande de fréquences utilisée est accompagnée d'une diminution du bruit de fond et le rapport du signal utile et du bruit de fond est augmenté.

— La puissance nécessaire à l'émission est considérablement réduite, ce qui n'est pas négligeable, surtout pour des émetteurs de grande puissance.

— La réception est améliorée, car certains détecteurs fournissent des signaux de sortie dont l'amplitude dépend de celle de la tension porteuse f_0 produite dans le récepteur (et qui peut donc être contrôlée). Les effets du fading sont ainsi fortement réduits.

2.1. Principe d'une émission à bande unique (B.L.U.).

— La figure IV-51 est le schéma synoptique d'un émetteur utilisable pour une émission à bande latérale unique à porteuse supprimée.

Pour simplifier l'exposé, supposons que le signal à transmettre soit un signal B.F. dont le spectre de fréquences s'étend de 0,1 à 2 kHz. Ce signal est amplifié et appliqué à l'une des entrées d'un modulateur équilibré (V. ci-dessus). L'autre entrée de celui-ci est reliée à la sortie d'un oscillateur à quartz fournissant une tension de fréquence égale à 100 kHz. À la sortie du modulateur, nous obtenons un signal modulé dont le spectre comporte deux bandes latérales comprises entre 98 kHz et 99,9 kHz pour la bande

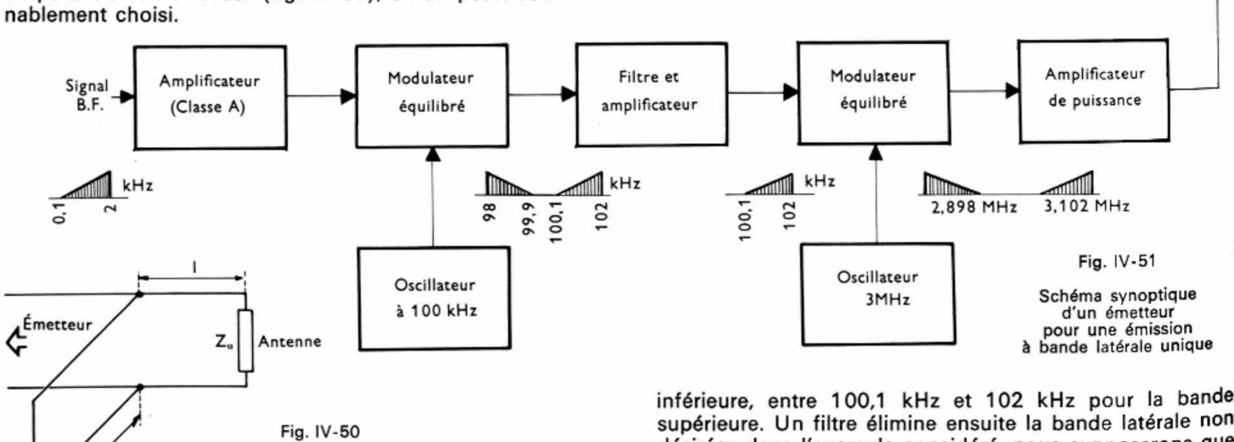


Fig. IV-51

Schéma synoptique d'un émetteur pour une émission à bande latérale unique

Fig. IV-50

Adaptation par boucle

inférieure, entre 100,1 kHz et 102 kHz pour la bande supérieure. Un filtre élimine ensuite la bande latérale non désirée ; dans l'exemple considéré, nous supposerons que c'est la bande inférieure. L'information à transmettre est contenue dans la bande latérale restante, mais il est souvent nécessaire d'émettre des signaux de fréquence beaucoup

plus grande que ceux fournis par cette première modulation. C'est pourquoi une seconde modulation d'amplitude avec porteuse supprimée est réalisée ; le signal de haute fréquence est choisi de façon que sa fréquence soit comprise dans le canal à radiofréquences désiré. Si celle-ci est égale à 3 MHz, le modulateur équilibré délivre un signal dont le spectre comporte deux bandes latérales comprises entre 2 898 et 2 899,9 kHz pour la bande inférieure et entre 3 100,1 et 3 102 kHz pour la bande supérieure. Ce signal est appliqué à l'entrée d'un amplificateur linéaire de puissance dont les circuits d'entrée et de sortie sont accordés ; l'une des bandes latérales peut ainsi être éliminée. Dans l'exemple choisi, si la fréquence d'accord des circuits de l'amplificateur est 3 101 kHz, seules les fréquences de la bande supérieure seront présentes dans le spectre du signal de sortie. Celui-ci est alors appliqué à l'antenne d'émission.

2.2. Principe d'une émission à bandes latérales indépendantes (B.L.I.). — Le schéma synoptique d'un émetteur pour une émission à porteuse réduite, à deux canaux indépendants, est donné sur la figure IV-52. Chacun des deux signaux à transmettre est appliqué à une entrée (*A* ou *B*) ; à titre d'exemple, nous supposons que leur spectre de fréquences s'étend de 100 Hz à 6 kHz ; la limite inférieure est choisie égale à 100 Hz pour qu'il n'y ait que la fréquence porteuse entre les deux canaux (cette précaution est nécessaire pour obtenir une correction automatique de fréquence à la réception). Ces signaux sont amplifiés et limités en amplitude. Un oscillateur de précision fournit une tension de fréquence 100 kHz simultanément à deux modulateurs équilibrés (ou à deux modulateurs en anneau) placés sur les voies *A* et *B* du montage. La tension modulée, dont le spectre présente seulement deux bandes latérales, est filtrée puis amplifiée. Évidemment, afin d'obtenir une modulation à bandes latérales indépendantes, ce sont la bande latérale inférieure du canal *A* et la bande latérale supérieure du canal *B* qui sont supprimées ou l'inverse. Les deux bandes latérales sont ensuite combinées au moyen d'un transformateur différentiel. À la sortie de ce dispositif se trouve un filtre à bande passante très étroite pour éliminer tout signal de fréquence 100 kHz (l'amplitude de celui-ci n'est pas connue avec précision). Cependant, comme il s'agit d'une transmission à porteuse atténuée, dans l'étage mélangeur suivant, il faut ajouter une tension de fréquence égale à la porteuse et d'amplitude bien déterminée. À la sortie de cet étage, le spectre du signal comporte donc une porteuse atténuée et deux bandes latérales qui, dans l'exemple choisi, s'étendent de 94 à 99,9 kHz pour le canal *B* et de 100,1 à 106 kHz pour le canal *A*.

L'opération précédente est répétée une nouvelle fois s'il est nécessaire d'obtenir un signal dont le spectre contient des fréquences beaucoup plus grandes que 100 kHz. Par exemple, le signal de sortie du mélangeur peut être utilisé pour moduler une tension de fréquence 3 MHz. La tension modulée est amplifiée et filtrée afin d'être envoyée vers l'antenne émettrice.

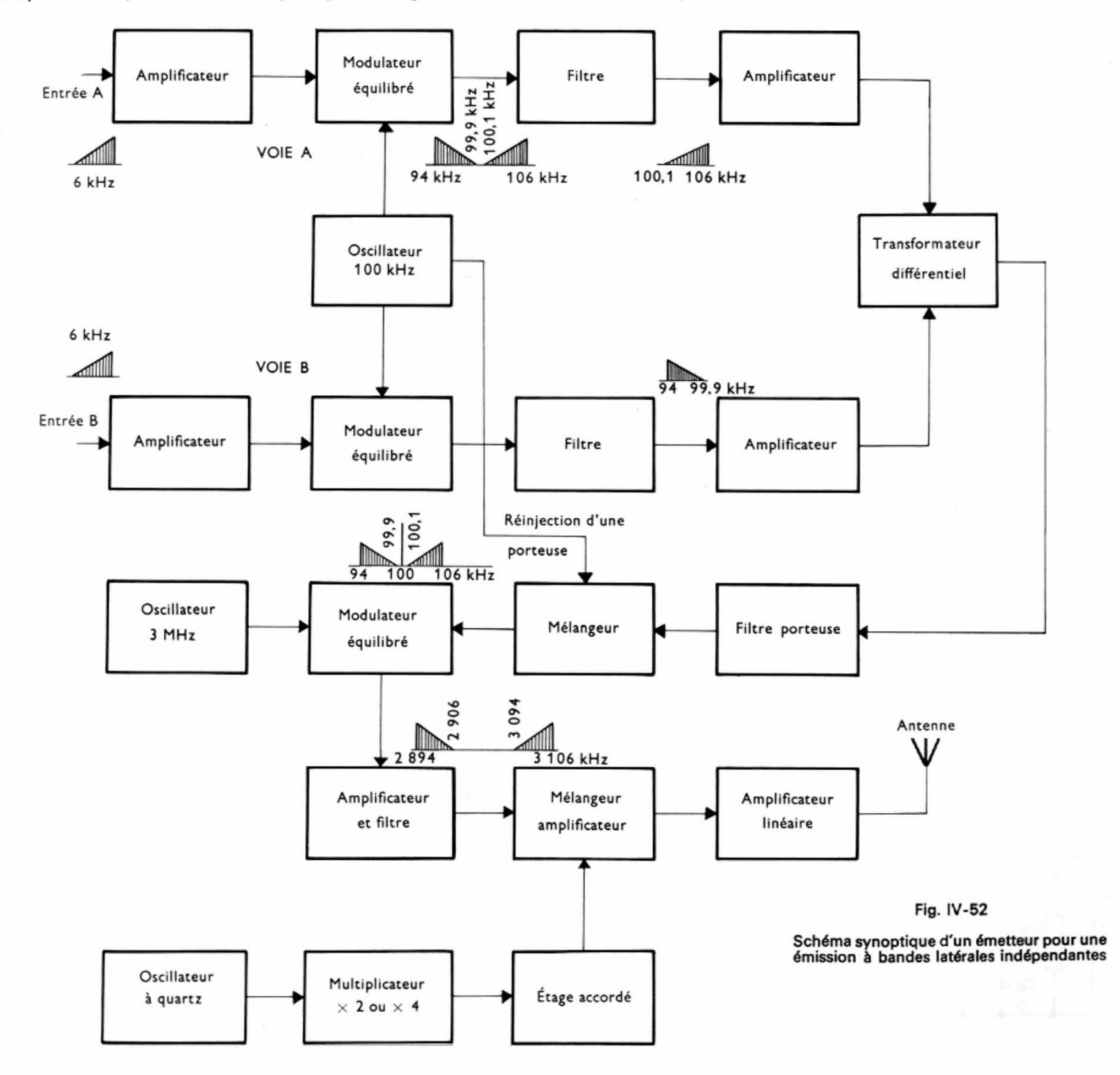


Fig. IV-52

Schéma synoptique d'un émetteur pour une émission à bandes latérales indépendantes

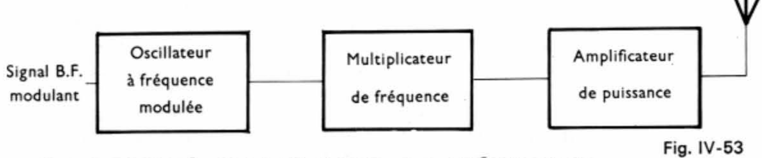


Fig. IV-53

3. ÉMETTEUR À MODULATION DE FRÉQUENCE DIRECTE

Un émetteur à modulation de fréquence, de réalisation simple (émetteur à modulation directe), comprend un oscillateur à fréquence modulée asservi à la tension de modulation, des multiplicateurs de fréquence et un étage amplificateur de puissance qui alimente l'antenne (fig. IV-53).

3.1. Oscillateur à fréquence modulée. — Un oscillateur, dont la fréquence d'oscillation dépend d'un circuit accordé, fournit une tension de fréquence variable si la capacité ou si l'inductance de ce circuit est constamment modifiée. C'est ce qui est réalisé dans un oscillateur à fréquence modulée : la capacité ou l'inductance dépend du signal modulant et varie autour d'une valeur moyenne (la fréquence de la tension porteuse est évidemment déterminée uniquement par cette dernière).

Une variation de capacité peut être obtenue de différentes façons :

— Bien que commode, l'emploi d'un *microphone-condensateur* est peu fréquent. Cet appareil présente une capacité C_n fonction des ondes sonores qu'il reçoit ; il est placé en parallèle avec le condensateur C du circuit oscillant (fig. IV-54) pour que la fréquence des oscillations obtenues dépendent de la capacité totale $(C + C_n)$.

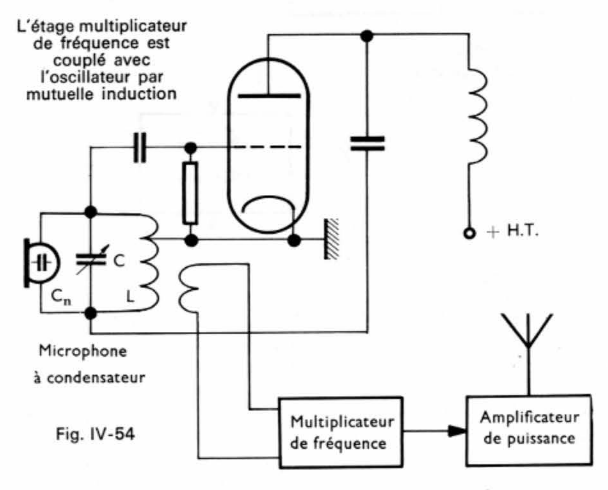


Fig. IV-54

— Les *diodes à capacité variable* (V. t. 1, Électronique chap. 7) sont très utilisées. Elles présentent une capacité qui varie avec la tension appliquée entre leurs bornes. Si celle-ci dépend du signal modulant, une diode, placée en parallèle avec le condensateur d'un circuit oscillant permet de provoquer la modulation de la fréquence de résonance de ce circuit (fig. IV-55).

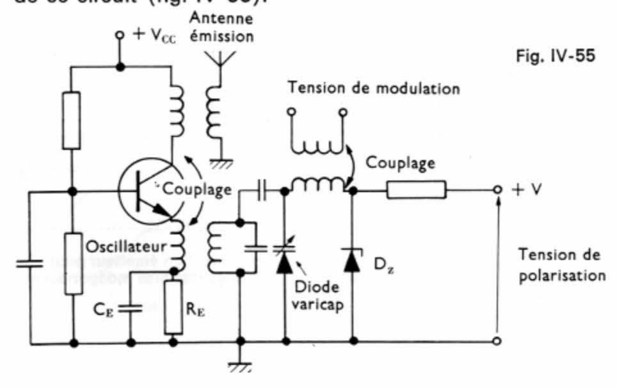


Fig. IV-55

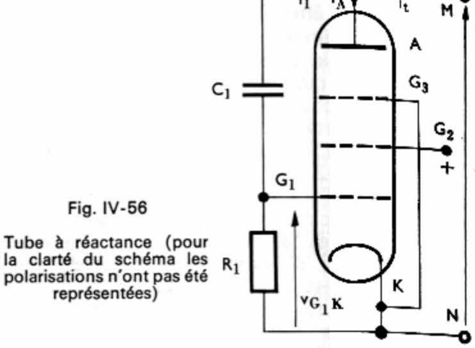


Fig. IV-56

Tube à réactance (pour la clarté du schéma les polarisations n'ont pas été représentées)

— Le *tube à réactance* est un dispositif très pratique (fig. IV-56), équivalent à un condensateur dont la capacité peut être ajustée en réglant le potentiel de la grille de commande du tube.

Le tube pentode utilisé présente une grande résistance interne. Ainsi, les variations de courant anodique dépendent de la tension grille de commande-cathode et non pas de la tension anode-cathode (V. t. 1, Électronique, chap. 4). Rappelons que, si la pente du tube est égale à S dans les conditions de fonctionnement, alors la composante variable i_A du courant anodique est donnée par la relation suivante :

$$i_A = S v_{G_1K}$$

Une résistance R_1 et un condensateur C_1, associés en série, sont disposés en parallèle avec ce tube. Le point commun à ces deux éléments est réuni à la grille de commande G_1 du tube. À la fréquence de fonctionnement, la résistance R_1 est très inférieure à la réactance capacitive $\frac{1}{C_1\omega}$ du condensateur et l'impédance de cette dérivation est sensiblement égale à cette réactance.

Pour montrer que ce montage est assimilable à un condensateur, nous calculerons la valeur complexe de l'impédance du montage vu des bornes M et N. Si nous appliquons une tension sinusoïdale $v = \hat{V} \cos \omega t$ entre ces points, le tube est traversé par un courant dont la composante sinusoïdale est i_A, et un courant i_1 traverse la dérivation $R_1 - C_1$. La d.d.p. entre la grille et la cathode est alors égale à :

$$v_{G_1K} = R_1\, i_1$$

La valeur instantanée du courant i_t, passant par le point M, est alors donnée par les expressions suivantes :

$$i_t = i_A + i_1 = S v_{G_1K} + i_1 = (SR_1 + 1)\, i_1$$

Aux relations entre les valeurs instantanées, nous pouvons associer les relations entre les valeurs complexes correspondantes (V. t. 1, Électricité, chap. 30) et nous pouvons écrire :

$$\underline{I_t} = (SR_1 + 1)\, \underline{I_1}$$

Comme l'impédance de la dérivation $R_1 - C_1$ est sensiblement égale à la réactance de C_1, la valeur complexe associée à i_1 est égale à :

$$\underline{I_1} = j\, C_1\omega\, \underline{V}$$

et il vient :

$$\underline{I_t} = j[C_1\ (SR_1 + 1)]\omega\, \underline{V}$$

Cette relation montre que la valeur complexe de l'impédance du montage vu des points M et N est égale à $j[C_1\ (SR_1 + 1)]\ \omega$. Elle se confond avec la réactance d'un condensateur dont la capacité serait égale à $C_1\ (SR_1 + 1)$.

Dans les conditions de fonctionnement choisies, le tube pentode présente une pente S qui varie avec la tension de polarisation appliquée entre la grille G_1 et la cathode K (tube dit à *pente variable*). La variation de cette capacité $C_1\ (SR_1 + 1)$ est donc facilement obtenue en appliquant entre G_1 et K une d.d.p. égale à la somme d'une tension continue et du signal modulant (fig. IV-57). Ce montage est également branché en parallèle avec le circuit accordé faisant partie d'un étage oscillateur.

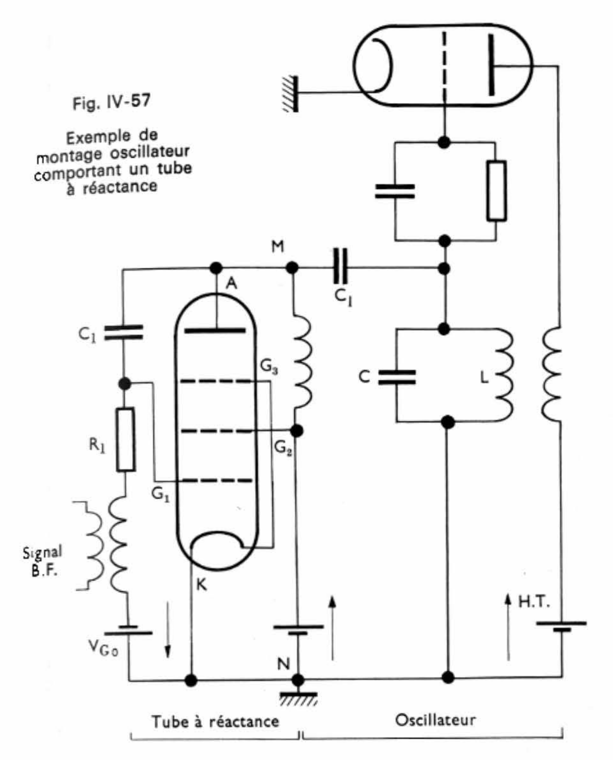


Fig. IV-57

Exemple de montage oscillateur comportant un tube à réactance

— Un *transistor* peut également être utilisé pour obtenir un résultat analogue. En effet, sa capacité de sortie C_{CE} varie avec la tension collecteur-émetteur, c'est-à-dire avec la tension base-émetteur qui commande celle-ci. Sur la figure IV-58, les circuits de polarisation ne sont pas représentés pour simplifier le schéma. La tension v_{BE} du transistor T_2 varie au rythme du signal modulant appliqué par l'intermédiaire d'un transformateur. La capacité de sortie C_{CE} du transistor T_2 décroît lorsque la tension collecteur augmente et inversement; comme elle se trouve en parallèle avec une fraction du bobinage du circuit oscillant, la fréquence de l'oscillateur varie autour d'une valeur moyenne (fréquence de la porteuse).

La modulation par variation d'inductance est plus rare (fig. IV-59). Elle peut être réalisée en utilisant un circuit oscillant dont l'inductance est bobinée sur un tore de ferrite qu'il est possible de saturer plus ou moins. En effet, elle est couplée magnétiquement à une bobine L_1 traversée par le courant obtenu par amplification du signal modulant. Le principe mis en œuvre ici est donc comparable à celui d'une inductance saturable, bien que les conditions de fonctionnement puissent être très différentes (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 7, § 5).

Ce dispositif permet d'obtenir une véritable modulation du coefficient d'auto-induction L de la bobine et cela entraîne la modulation de la fréquence de la tension fournie par l'oscillateur.

3.2. Multiplicateurs de fréquence. — Dans un émetteur à modulation de fréquence, les étages multiplicateurs de fréquence ont un double rôle : ils permettent d'obtenir la fréquence de la tension porteuse en même temps qu'une excursion de fréquence convenable.

Les dispositifs utilisés pour moduler un signal en fréquence ne produisent que des déviations de fréquence assez limitées ; elles sont augmentées et portées à la valeur désirée (par exemple, 75 kHz en radiodiffusion) à l'aide des étages multiplicateurs de fréquence. En effet, si la fréquence instantanée d'un signal est donnée par l'expression suivante :

$$f = f_1 + \delta_1 \cos \Omega t$$

après multiplication par un facteur $n = \dfrac{f_0}{f_1}$ (f_0 désignant la fréquence de la tension porteuse désirée), nous obtenons un signal de fréquence instantanée égale à :

$$nf = nf_1 + n\delta_1 \cos \Omega t = f_0 + \delta \cos \Omega t \text{ avec } \delta = n\,\delta_1$$

L'excursion maximale de fréquence δ_1 a bien été multipliée par ce même facteur n.

Exemple : Si $f_1 = 10{,}25$ MHz et $\delta_1 = 8{,}3$ kHz, avec deux étages tripleurs de fréquence ($n = 3 \times 3 = 9$), nous obtenons :

— une fréquence de tension porteuse égale à :

$$f_0 = 9\,f_1 = 92{,}25 \text{ MHz}$$

— une excursion maximale de fréquence égale à :

$$\delta = 9\,\delta_1 \approx 75 \text{ kHz}$$

3.3. Amplificateurs de puissance. — Contrairement aux émetteurs à modulation d'amplitude, les émetteurs à modulation de fréquence peuvent être équipés d'amplificateurs de puissance fonctionnant en classe C. Cela permet d'obtenir un meilleur rendement des installations d'émission.

Le canal de fréquences réservé à chaque émetteur étant défini très rigoureusement, il est indispensable que la fréquence centrale d'émission conserve une valeur bien constante. Or, la fréquence de la tension délivrée par l'oscillateur devant être variable, il n'est pas possible d'utiliser un oscillateur à quartz pour produire la tension H.F. à moduler et bénéficier de l'avantage important que représente sa stabilité. Le schéma de la figure IV-60 est celui d'un émetteur équipé d'un oscillateur à quartz qui fournit un signal de référence. Les tensions de sortie des oscillateurs O_1 et O_2, respectivement de fréquence f_1 et f_2 ($f_2 = 10$ MHz) sont combinées dans un étage, appelé *changeur de fréquence*. Celui-ci délivre un signal de fréquence f_D égale à la différence des fréquences f_1 et f_2 (en

Fig. IV-58 — Oscillateur à fréquence modulée ne comportant que des transistors

Fig. IV-59

Oscillateur à fréquence modulée équipé d'une inductance variable

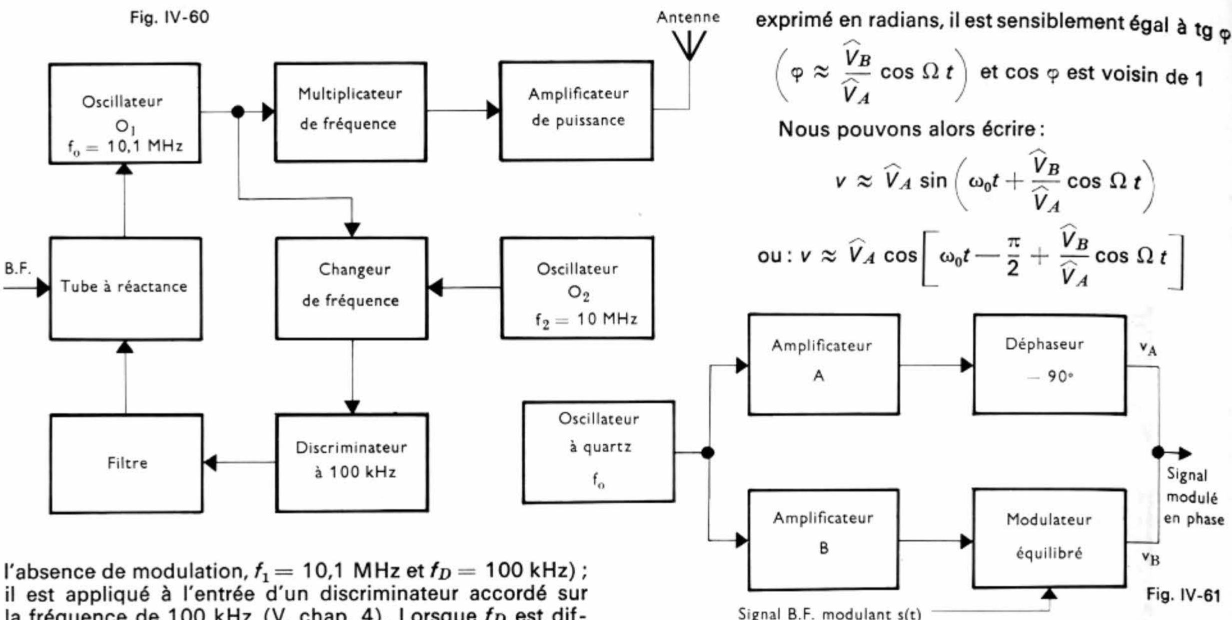


Fig. IV-60

Fig. IV-61

l'absence de modulation, $f_1 = 10{,}1$ MHz et $f_D = 100$ kHz) ; il est appliqué à l'entrée d'un discriminateur accordé sur la fréquence de 100 kHz (V. chap. 4). Lorsque f_D est différente de 100 kHz, cet étage délivre un signal de sortie alternatif proportionnel à $f_1 - f_0 = \delta \cos \Omega t$ et une tension continue également proportionnelle à cet écart de fréquence. Un filtre permet d'éliminer la composante alternative et la tension continue restante est appliquée entre la grille et la cathode du tube à réactance. La polarisation du tube est donc modifiée et, par là même, la fréquence d'oscillation f_1. Celle-ci est ainsi maintenue entre les limites fixées pour le canal.

4. ÉMETTEUR À MODULATION DE FRÉQUENCE INDIRECTE

4.1. Modulateur de phase. — La modulation de fréquence indirecte est obtenue à partir d'un modulateur de phase (V. chap. 3). Ce procédé présente l'intérêt de permettre l'utilisation d'un oscillateur à quartz.

La figure IV-61 donne le schéma synoptique d'un modulateur de phase. La tension fournie par l'oscillateur à quartz (de fréquence f_0) est amplifiée au moyen de deux amplificateurs A et B. La tension de sortie du premier $\widehat{V} \cos \omega_0 t$ est déphasée de 90° en arrière à l'aide d'un déphaseur, pour que sa valeur instantanée soit égale à :

$$v_A = \widehat{V}_A \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right) = \widehat{V}_A \sin \omega_0 t$$

La tension de sortie du second est modulée par le signal basse fréquence $s(t)$ et sa valeur instantanée est donnée par la relation suivante (modulation sans porteuse) :

$$v_B = \widehat{V}_B \cos \omega_0 t \cos \Omega t$$

La somme de ces deux tensions représente le signal résultant :

$$v = \widehat{V}_A \sin \omega_0 t + \widehat{V}_B \cos \omega_0 t \cos \Omega t$$

Cette valeur instantanée peut aussi être écrite sous d'autres formes :

$$v = \widehat{V}_A \, [\sin \omega_0 t + \operatorname{tg} \varphi \cos \omega_0 t]$$

$$\text{avec } \operatorname{tg} \varphi = \frac{\widehat{V}_B}{\widehat{V}_A} \cos \Omega t$$

et :
$$v = \frac{\widehat{V}_A}{\cos \varphi} (\cos \varphi \sin \omega_0 t + \sin \varphi \cos \omega_0 t)$$

$$v = \frac{\widehat{V}_A}{\cos \varphi} \sin (\omega_0 t + \varphi)$$

(V. t. 1 Mathématiques, chap. 23).

Si la valeur de crête $\widehat{V}_B$ est très inférieure à $\widehat{V}_A$, il est possible de simplifier l'expression, car l'angle φ est faible : exprimé en radians, il est sensiblement égal à tg φ

$$\left(\varphi \approx \frac{\widehat{V}_B}{\widehat{V}_A} \cos \Omega t\right) \text{ et } \cos \varphi \text{ est voisin de } 1$$

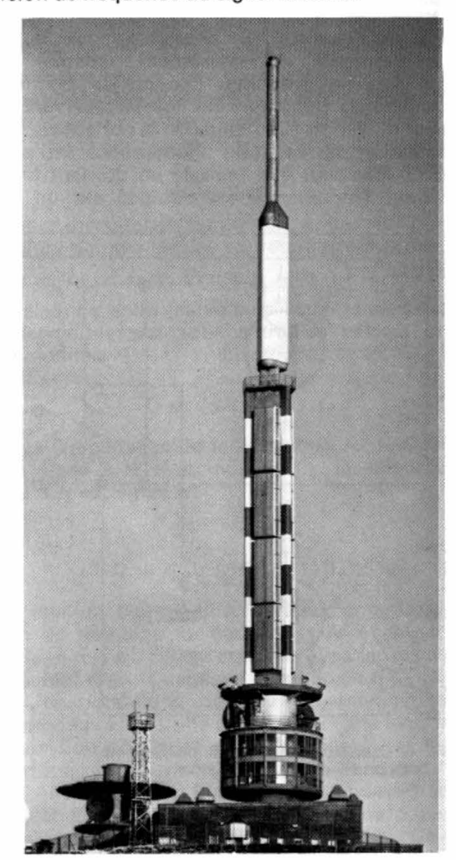
Nous pouvons alors écrire :

$$v \approx \widehat{V}_A \sin\left(\omega_0 t + \frac{\widehat{V}_B}{\widehat{V}_A} \cos \Omega t\right)$$

$$\text{ou : } v \approx \widehat{V}_A \cos\left[\omega_0 t - \frac{\pi}{2} + \frac{\widehat{V}_B}{\widehat{V}_A} \cos \Omega t\right]$$

C'est bien l'expression d'une tension modulée en phase. Cette modulation n'est acceptable que si le rapport $\frac{\widehat{V}_B}{\widehat{V}_A}$ est faible, c'est-à-dire lorsque φ ne dépasse pas 0,4 à 0,5 rad.

Le signal de sortie est modulé en fréquence si la d.d.p. appliquée au modulateur équilibré est non pas le signal modulant $s(t)$, mais une tension obtenue par intégration de $s(t)$. Ce procédé présente un grave inconvénient : la déviation de phase est faible et il en est de même de l'excursion de fréquence du signal modulé.



Émetteur de télévision de la station du Puy de Dôme
(G. Warin-Thomson-C.S.F.)

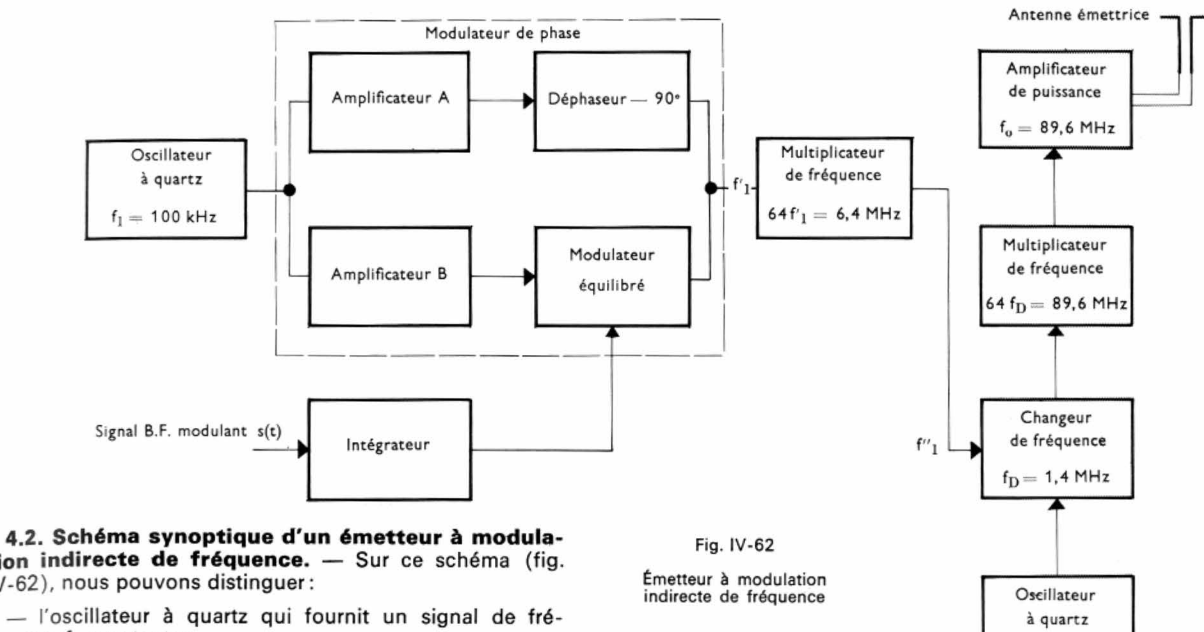


Fig. IV-62
Émetteur à modulation indirecte de fréquence

4.2. Schéma synoptique d'un émetteur à modulation indirecte de fréquence. — Sur ce schéma (fig. IV-62), nous pouvons distinguer :

— l'oscillateur à quartz qui fournit un signal de fréquence f_1 constante ;

— le modulateur de phase ;

— l'étage intégrateur nécessaire pour une modulation de fréquence ;

— divers étages (multiplicateurs de fréquence, changeur de fréquence) qui permettent d'obtenir un signal dont le spectre est compris entre des limites déterminées ;

— l'étage amplificateur de puissance pour alimenter l'antenne.

Les raisons du changement de fréquence apparaîtront plus clairement en considérant un exemple. Supposons que la fréquence f_1 soit égale à 100 kHz et que l'excursion du signal de sortie du modulateur soit égale à 18 Hz. Après une première multiplication de fréquence par 64 (par exemple : $4 \times 4 \times 4$), la fréquence centrale est égale à f_1 = 6,4 MHz et l'excursion de fréquence à 1 152 Hz. Le changement de fréquence ne modifie que la fréquence centrale du spectre : elle devient égale à f_D = 1,4 MHz et l'excursion maximale de fréquence est encore égale à 1 152 Hz. Une seconde multiplication de fréquence par 64 suffit pour obtenir la fréquence centrale f_0 (89,6 MHz) et la déviation maximale de fréquence (75 kHz) désirées. Pour obtenir la même excursion de fréquence à partir du signal de sortie du modulateur, il aurait fallu multiplier les fréquences par 4 000, ce qui aurait porté la fréquence centrale à 400 MHz.

Cellule d'un émetteur de télévision de 50 kW (Bandes IV et V) équipée d'un klystron (*J. C. Georgel-Thomson-C.S.F.*)

Circuit anodique de l'étage final d'un émetteur de 1 000 kW (*Thomson-C.S.F.*)

CHAPITRE V

LES RÉCEPTEURS DE SIGNAUX RADIOÉLECTRIQUES

1. SCHÉMA SYNOPTIQUE D'UN RÉCEPTEUR

Les récepteurs ont pour rôle de restituer le signal modulant à partir du champ électromagnétique rayonné par un émetteur. D'une façon générale, un récepteur simple comprend : une antenne réceptrice dans laquelle le champ électromagnétique induit un courant (ou une tension) haute fréquence modulé et un système détecteur ou démodulateur qui délivre le signal modulant d'origine. Une série d'étages amplificateurs permet d'appliquer des tensions suffisamment grandes à l'entrée du circuit d'utilisation. Alors que l'amplification est apériodique après la détection (c'est-à-dire indépendante de la fréquence), elle est toujours sélective avant celle-ci. En effet, il est nécessaire d'éliminer les fréquences qui ne sont pas comprises dans la bande de fréquences à recevoir. Le schéma synoptique d'un récepteur de radiodiffusion peut donc être représenté par la figure V-1.

Dans une large mesure, le choix de l'antenne conditionne la qualité de la réception (V. t. 2, Télécommunications, chap. 2). Comme la f.é.m. induite dans l'antenne dépend de la hauteur effective de cet élément, celle-ci doit être la plus grande possible, compte tenu de l'encombrement admissible. Par ailleurs, pour ne pas altérer les qualités de l'antenne, il est nécessaire de réaliser une bonne liaison antenne-récepteur à l'aide d'une ligne bifilaire ou d'un câble coaxial et il faut adapter les éléments entre eux (adaptation électrique). La solution la plus couramment choisie est d'adapter l'impédance d'entrée du récepteur à l'impédance de l'antenne (V. chap. 2) : il est ainsi possible d'obtenir le maximum de puissance, mais non le maximum de tension (pour cela, il faudrait que l'impédance d'entrée du récepteur soit infinie). Dans ce cas, le rapport du signal et du bruit n'est pas maximal non plus, car ce résultat ne peut être obtenu que si la résistance d'entrée du récepteur est faible par rapport à celle de l'antenne.

Fig. V-1

Fig. V-2

Fig. V-3

Étage amplificateur sélectif

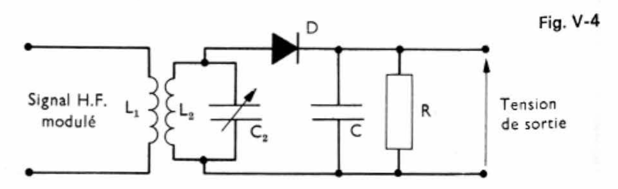
2. RÉCEPTEURS DE SIGNAUX MODULÉS EN AMPLITUDE

2.1. Récepteur à amplification directe (fig. V-2). Le signal, capté au moyen de l'antenne, est amplifié à l'aide de plusieurs étages amplificateurs pour radiofréquences fonctionnant en classe *A* linéaire (fig. V-3). Ces étages sont accordés sur la fréquence f_0 de l'onde porteuse et, pour les fréquences de leur bande passante, l'amplification totale peut dépasser dix mille (rappelons qu'elle est égale au produit des amplifications des différents étages). Si ces amplificateurs comportent des circuits accordés de bonne qualité, leur amplification décroît très rapidement dès que la fréquence f s'écarte de f_0 et cela permet de séparer l'émission désirée (correspondant à la fréquence porteuse f_0) des autres émissions. Plus la décroissance de l'amplification est rapide autour de f_0, plus le récepteur est sélectif.

Pour avoir la possibilité de régler la fréquence d'accord du récepteur, chaque circuit accordé comporte un condensateur variable. Une commande unique permet le réglage de tous les étages en une seule opération. Comme le domaine de réglage est ainsi limité à une gamme de fréquences, des changements de gammes de fréquences sont également prévus ; ils sont réalisés au moyen de commutateurs qui permettent d'utiliser une partie plus ou moins grande des bobines des circuits accordés. Des condensateurs ajustables sont également employés pour aligner le récepteur, c'est-à-dire pour compenser les diverses capacités parasites qui ne sont pas les mêmes pour tous les étages.

Après amplification, le signal H.F. modulé est appliqué à un détecteur. Un élément à caractéristique non linéaire (diode semi-conductrice ou tube diode) est alors utilisé pour réaliser la démodulation du signal. Le circuit représenté schématiquement sur la figure V-4 est un exemple de démodulateur très fréquemment utilisé. La diode *D* joue le rôle d'un redresseur : elle permet d'appliquer une tension unidirectionnelle aux bornes du condensateur *C* et de la résistance *R*. En l'absence de condensateur, cette tension serait représentée par les arches de sinusoïdes correspondant aux alternances positives (par convention) de la tension H.F. modulée (V. fig. V-5). Du fait de la présence de *C*, la diode ne peut conduire pendant toute l'alternance positive : un courant ne traverse *D* que durant les instants où son anode est portée à un potentiel supérieur à celui de sa cathode. Les éléments du circuit sont choisis pour que le condensateur soit très rapidement chargé, dès que la tension H.F. modulée atteint une valeur suffisamment

Fig. V-4



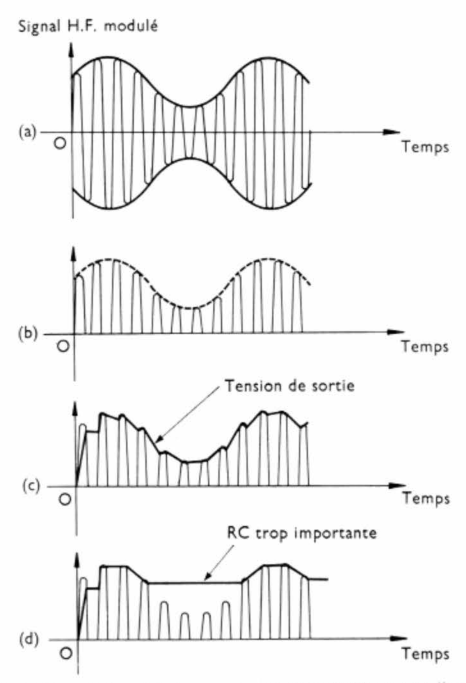


Fig. V-5 — Démodulation d'un signal modulé en amplitude
a) Signal H.F. modulé
b) Signal H.F. redressé
c) Tension de sortie du montage dans le cas où la constante de temps a une valeur convenable
d) Tension de sortie du montage lorsque la constante de temps est trop grande

grande ; il se décharge ensuite à travers la résistance R. La constante de temps RC du circuit de décharge (V. t. 1, Électricité, chap. 19) étant très supérieure à la période T_0 de la tension H.F. modulée et très inférieure à la période T du signal modulant, la d.d.p. aux bornes du condensateur varie peu entre deux alternances du signal H.F., mais elle suit fidèlement les fluctuations de l'enveloppe de ce signal. Cette d.d.p. de sortie du détecteur peut donc être considérée comme la superposition d'une tension proportionnelle au signal modulant et d'une composante H.F. de faible amplitude ; seule la première est amplifiée par les étages amplificateurs B.F. (leur bande passante est limitée) et est appliquée à un haut-parleur (ou à un écouteur) pour restituer les signaux sonores correspondant au signal modulant.

Ce démodulateur est très utilisé, car il permet d'obtenir une reproduction assez fidèle des signaux. Toutefois, il présente quelques inconvénients. Il est placé en parallèle avec le circuit accordé du dernier des étages amplificateurs pour radiofréquences et il l'amortit : cela réduit la sensibilité et modifie la sélectivité. Par ailleurs, la diode D doit être choisie convenablement pour que sa capacité propre ne soit pas trop grande ; en général, c'est une diode à pointe, car sa faible capacité la rend utilisable même à des fréquences élevées (V. t. 1, Électronique, chap. 7). De plus, pour éviter des distorsions du signal du fait de la courbure de la caractéristique aux faibles courants, il est nécessaire

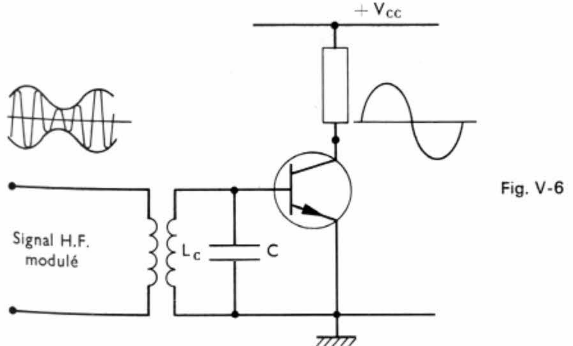


Fig. V-6

de n'appliquer à l'entrée du détecteur que des signaux de grande amplitude ; autrement dit, une grande amplification du signal H.F. modulé est indispensable pour employer ce détecteur.

Certains montages permettent de combiner détection et amplification. Le schéma de la figure V-6 représente symboliquement un tel montage (pour le schéma complet, V. fig. V-14). Au repos, le transistor est presque bloqué. Les courants et tensions de repos correspondant à un point placé dans la partie incurvée de la caractéristique d'entrée, pratiquement, seules les alternances positives de la tension H.F. modulée sont amplifiées (nous appelons alternances positives, celles qui permettent d'augmenter le potentiel de la base par rapport à celui de l'émetteur). Le courant de collecteur admet une valeur moyenne qui reproduit les variations de la tension de modulation. Un filtrage permet d'éliminer les composantes de fréquences élevées. Ainsi, en une seule opération, le signal est détecté et amplifié (fig. V-7).

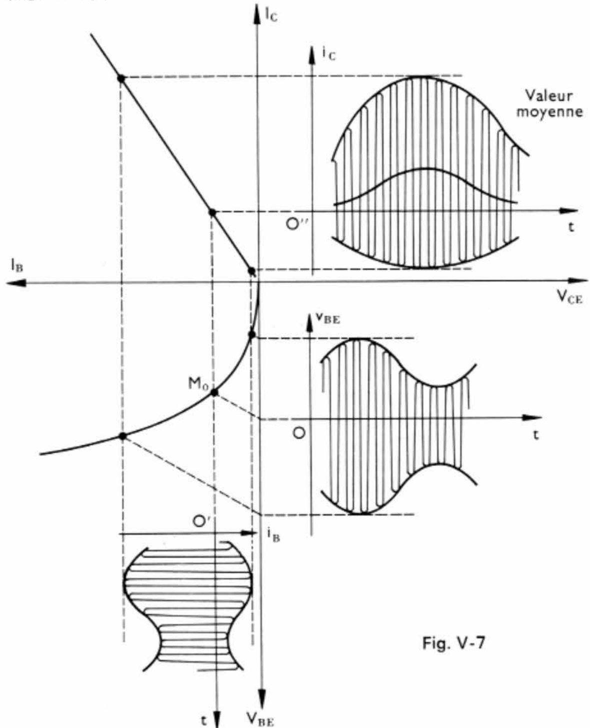


Fig. V-7

En conclusion, le récepteur à amplification directe est intéressant pour couvrir une gamme unique de fréquences, mais il présente deux graves inconvénients : sa sélectivité n'est pas constante tout au long de la gamme de fréquences et son amplification varie aussi avec la fréquence d'accord.

2.2. Récepteur superhétérodyne

2.2.1. Constitution générale. — La théorie et l'expérience montrent que la sélectivité d'un récepteur est d'autant meilleure que le rapport de la bande passante Δf et de la fréquence porteuse f_0 est grand. À ce point de vue, une faible valeur pour cette fréquence f_0 est très intéressante. Aussi, comme la fréquence d'émission attribuée à un émetteur a une valeur bien déterminée, a-t-il été nécessaire de réaliser un changement de fréquence dans le récepteur même, afin d'obtenir une amélioration de la sélectivité. Il s'agit d'une véritable translation du spectre de fréquences, car le signal capté au moyen de l'antenne est utilisé pour engendrer un autre signal modulé en amplitude dont le spectre a la même largeur que celui du signal capté, mais dont la fréquence centrale a une valeur f_0 différente.

D'une façon générale, un récepteur superhétérodyne pour signaux modulés en amplitude comporte (V. fig. V-8) :

— un amplificateur haute fréquence (éventuellement), qui permet d'amplifier les signaux captés au moyen de l'antenne ;

— un étage, dit *mélangeur*, utilisé pour réaliser le changement de fréquence en combinant les signaux fournis

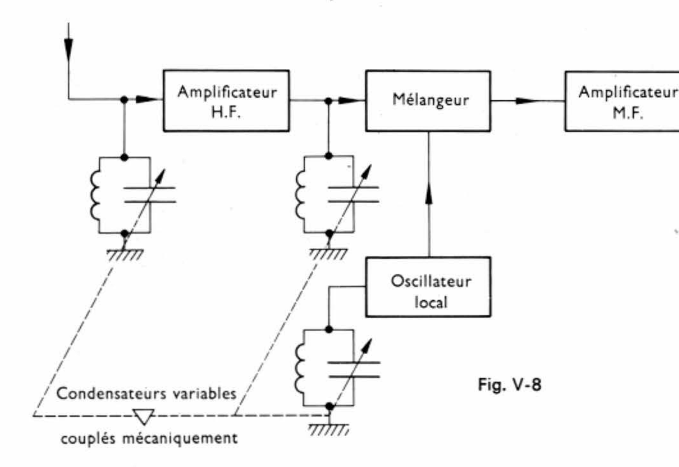


Fig. V-8

d'une part, par l'amplificateur H.F. et, d'autre part, par un oscillateur local (hétérodyne) ;

— des étages amplificateurs, dits à *moyenne fréquence* (M.F.) ou à *fréquence intermédiaire* (F.I.), accordés sur la nouvelle fréquence porteuse des signaux délivrés par le mélangeur ;

— un détecteur ;

— un amplificateur basse fréquence (amplificateur à large bande), alimentant un haut-parleur, par exemple.

Ce schéma met en évidence la nombre réduit d'étages qu'il faut accorder pour recevoir une émission. La fréquence porteuse des signaux obtenus à l'aide du mélangeur étant fixe (en général 455 kHz), les étages sélectifs M.F. sont accordés une fois pour toutes lors de la mise au point du récepteur. Le changement de fréquence apporte donc une grande simplification en ce qui concerne la réalisation mécanique.

À cela, il faut ajouter un autre avantage très important : l'amplification est plus facile et elle peut être très grande. En effet, alors que les signaux correspondant à de très hautes fréquences (hyperfréquences notamment) peuvent difficilement être amplifiés, après changement de fréquence il n'en est plus de même, car la translation du spectre des signaux se fait vers des fréquences plus basses. Par ailleurs, les étages H.F. et M.F. étant accordés sur des fréquences différentes, les risques d'accrochage (dus à des réactions parasites entre étages) sont beaucoup moins grands que dans un récepteur à amplification directe.

2.2.2. Changement de fréquence. — Le changement de fréquence est le résultat d'un battement entre deux tensions. Rappelons qu'il y a battement entre deux tensions sinusoïdales v_1 et v_2, respectivement de fréquence f_1 et f_2 différentes, si la somme est une d.d.p. périodique dont l'amplitude n'est pas constante mais varie au rythme de la différence des fréquences. Cette tension est modulée en amplitude, mais ni l'enveloppe de la tension modulée, ni le signal ne sont sinusoïdaux (fig. V-9).

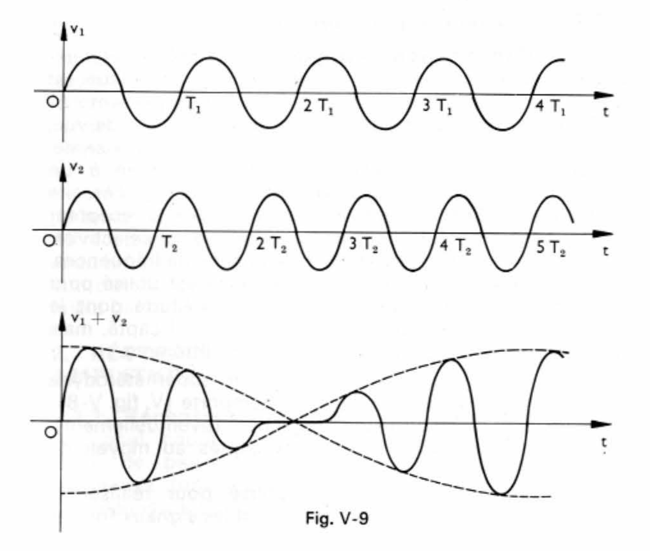


Fig. V-9

Lorsqu'il est nécessaire de réaliser un changement de fréquence, les deux tensions v_1 et v_2 sont appliquées simultanément à l'entrée d'un étage amplificateur sélectif à caractéristique non linéaire, c'est-à-dire qui fournit un courant de sortie dont la valeur instantanée n'est pas proportionnelle à celle de la tension d'entrée $v_e = v_1 + v_2$. Par exemple, ce courant peut être une fonction du second degré de la tension v_e :

$$i_s = a\,v_e + b\,v_e^2$$

Cette relation peut aussi être écrite sous les formes suivantes :

$$i_s = a\,(v_1 + v_2) + b\,(v_1 + v_2)^2$$
$$i_s = a\,(v_1 + v_2) + b\,(v_1^2 + v_2^2 + 2\,v_1 v_2)$$

Si les tensions v_1 et v_2 sont respectivement égales à $\widehat{V_1}\cos\omega_1 t$ (avec $\omega_1 = 2\,\pi f_1$) et $\widehat{V_2}\cos\omega_2 t$ (avec $\omega_2 = 2\,\pi f_2$), nous mettons en évidence de nombreuses composantes dans le spectre de fréquences du courant i_s (V. t. 2, Télécommunications, chap. 4). En effet, ce spectre comporte les fréquences f_1, f_2, $2\,f_1$, $2\,f_2$, $(f_1 + f_2)$ et $|f_1 - f_2|$, c'est-à-dire $(f_1 - f_2)$ si f_1 est supérieur à f_2 et $(f_2 - f_1)$ dans le cas contraire. Si nous supposons v_1 modulée en amplitude par un signal $s(t)$:

$$\begin{cases} v_1 = \widehat{V_1}\cos\omega_1 t \\ \text{avec : } \widehat{V_1} = \widehat{V_0} + \alpha s(t) \end{cases}$$

la composante $v_1 v_2$ est elle-même modulée en amplitude, ainsi que celle de fréquence égale à $|f_1 - f_2|$. En effet, nous pouvons écrire :

$$v_1 v_2 = (\widehat{V_1}\cos\omega_1 t)\;(\widehat{V_2}\cos\omega_2 t)$$
$$= \widehat{V_1}\widehat{V_2}\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \widehat{V_1}\widehat{V_2}\cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

et : $$\widehat{V_1}\widehat{V_2} = [V_0 + \alpha s(t)]\;\widehat{V_2}$$

Ces relations montrent bien que la composante de pulsation $|\omega_1 - \omega_2|$ est modulée en amplitude par le signal $s(t)$; sa fréquence f_i ($f_i = |f_1 - f_2|$) est appelée *fréquence intermédiaire*.

La figure V-10 représente un montage utilisable pour réaliser un changement de fréquence. Le même étage joue

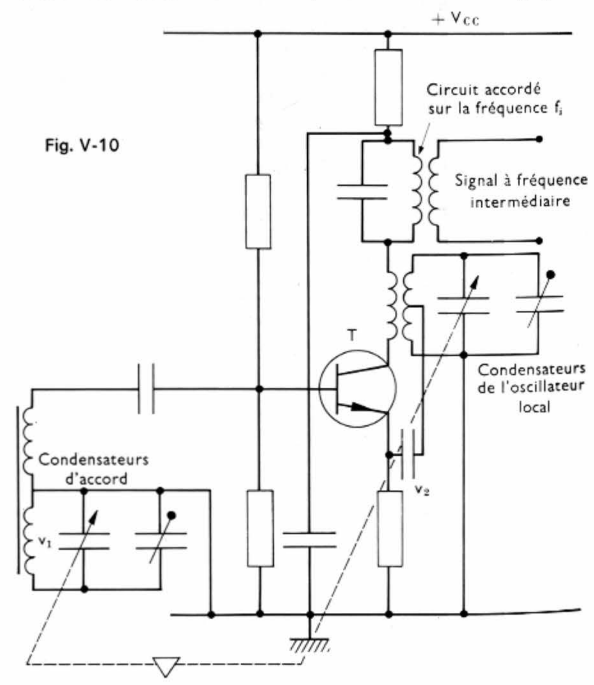


Fig. V-10

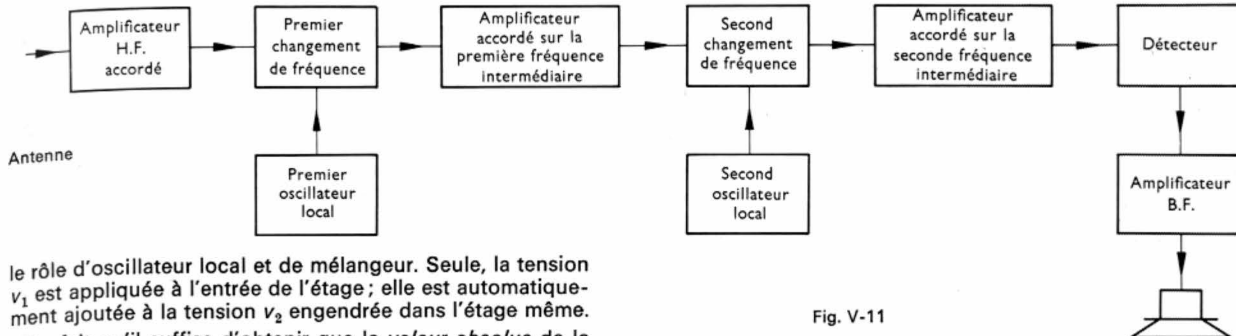


Fig. V-11

le rôle d'oscillateur local et de mélangeur. Seule, la tension v_1 est appliquée à l'entrée de l'étage ; elle est automatiquement ajoutée à la tension v_2 engendrée dans l'étage même.

Le fait qu'il suffise d'obtenir que la *valeur absolue* de la différence des fréquences f_1 et f_2 soit égale à f_i constitue un grave inconvénient. En effet, pour des fréquences f_i et f_2 déterminées ($f_2 > f_i$), les conditions de réception sont satisfaites pour deux valeurs f'_1 et f''_1 de la fréquence porteuse f_1 :

$$f'_1 = f_2 - f_i$$
$$f''_1 = f_2 + f_i$$

Ainsi, avec $f_i = 455$ kHz et $f_2 = 2\,000$ kHz, nous trouvons les deux valeurs suivantes :

$$f'_1 = 1\,545 \text{ kHz}$$
$$f''_1 = 2\,455 \text{ kHz}$$

Il a donc été nécessaire de prévoir l'élimination des signaux correspondant à la fréquence non désirée (appelée *fréquence image*) pour éviter tout brouillage. Dans ce but, les circuits H.F. qui précèdent l'étage changeur de fréquence sont choisis suffisamment sélectifs pour que seul le spectre entourant la porteuse désirée subsiste après amplification. Ce résultat est obtenu d'autant plus facilement que les fréquences f'_1 et f''_1 sont plus écartées l'une de l'autre, c'est-à-dire que la fréquence intermédiaire f_i est grande ($f''_1 - f'_1 = 2 f_i$). Par ailleurs, en réalisant cette condition, les fréquences f_1 et f_2 sont séparées par un intervalle important ($f_1 - f_2 = f_i$) et les risques d'interférence entre les étages H.F. et ceux à fréquence intermédiaire sont ainsi fortement réduits. Cependant, il n'a pas été possible de choisir f_i trop grande, car la sélectivité d'un récepteur décroît lorsque f_i augmente ; la valeur de 455 kHz adoptée pour les récepteurs de radiodiffusion représente un compromis entre des exigences opposées. Si les signaux reçus ont des fréquences très élevées, il est assez difficile d'éliminer le canal-image (spectre centré sur la fréquence image) et il est parfois nécessaire de réaliser un double changement de fréquence.

Cela est systématiquement mis en œuvre dans les récepteurs dits de trafic, qui sont prévus pour la réception de signaux de faible amplitude et dont les spectres peuvent être compris dans une grande bande de fréquences (fig. V-11).

La première fréquence intermédiaire est voisine de 1,6 MHz et la seconde de 100 kHz. La fréquence d'accord du second oscillateur local est fixe, puisque les signaux reçus par le second étage changeur de fréquence correspondent à une fréquence porteuse fixe.

2.2.3. Amplification à fréquence intermédiaire. — Dans la plupart des récepteurs, l'amplificateur F.I. comporte trois étages, chacun d'eux étant accordé sur la fréquence intermédiaire f_i. Cet ensemble permet de sélectionner le spectre de fréquences, centré sur f_i, qui correspond aux signaux à détecter. La figure V-12 représente un étage à transistor qui équipe de nombreux récepteurs. Une prise intermédiaire est placée sur les transformateurs de liaison, afin d'adapter la sortie d'un étage à l'entrée de celui qui le suit. Les résistances R_E, R_1 et R_2 permettent de polariser convenablement le transistor. Un circuit $R' - C'$ de neutrodynage (ou d'unilatéralisation) est ajouté au montage pour compenser la réaction de la sortie sur l'entrée due à la capacité parasite collecteur-base.

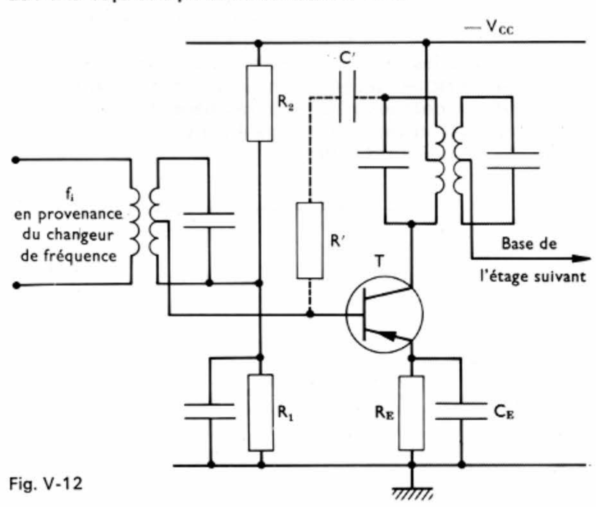


Fig. V-12

2.2.4. Détection — Contrôle automatique de gain. — Les récepteurs superhétérodynes sont équipés des mêmes étages détecteurs que les récepteurs à amplification directe. Afin que le niveau de sortie de l'étage détecteur (et également celui de l'étage B.F. qui le suit) conserve une valeur constante lorsque le niveau d'entrée varie, il est prévu un contrôle automatique du gain (C.A.G.) des étages précédant le détecteur. Cela permet de diminuer les effets du fading et de stabiliser le niveau de sortie, même dans le cas d'un changement d'accord qui fait succéder une station faiblement reçue à une station donnant un niveau de réception élevé. De cette manière, détecteur et amplificateur sont utilisés dans des conditions toujours proches de celles qui correspondent au fonctionnement optimal.

Deux méthodes sont principalement mises en œuvre pour le contrôle automatique du gain dans le cas d'étages amplificateurs transistorisés. Dans les deux cas, une fraction de la tension de sortie du détecteur est appliquée entre la base et l'émetteur d'un transistor d'un étage

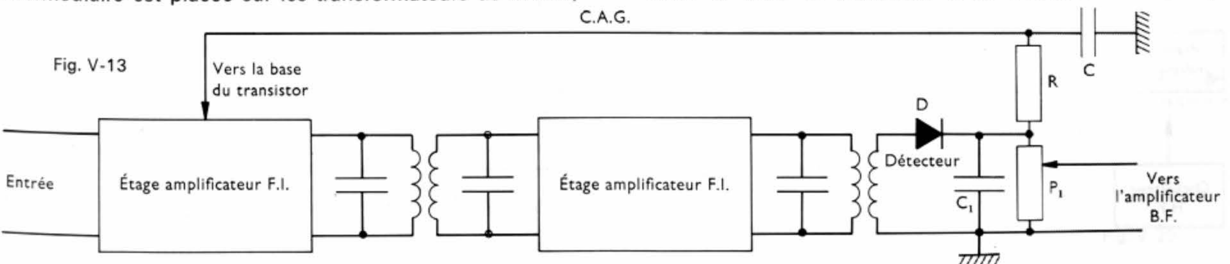


Fig. V-13

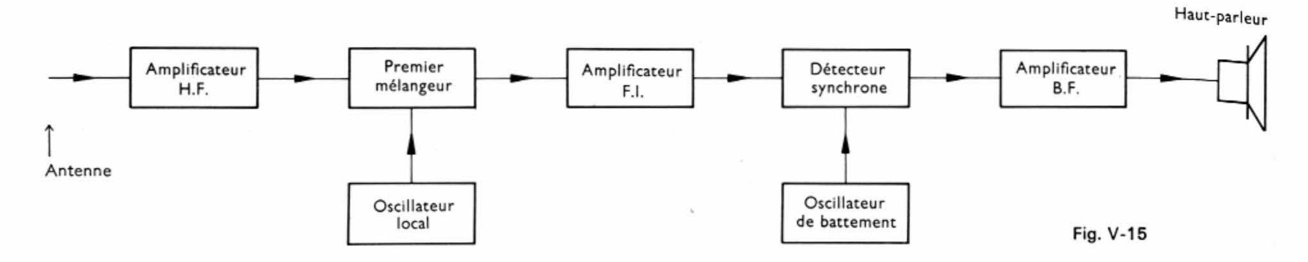


Fig. V-15

amplificateur (fig. V-13) à fréquence intermédiaire. Cette tension continue, dont le niveau varie lentement (tension de C.A.G.), et qui augmente en même temps que le niveau de la porteuse, modifie la polarisation du transistor. Dans l'une des méthodes, une augmentation de cette tension entraîne la diminution du courant de collecteur et aussi du gain de l'étage. Dans l'autre, la polarité de la tension appliquée est telle qu'une croissance de la tension de C.A.G. entraîne une augmentation du courant de collecteur ; le circuit collecteur comportant le primaire d'un transformateur en série avec une résistance, la chute de tension produite augmente et la tension collecteur-émetteur diminue en même temps que le gain de l'étage. Avec de tels dispositifs, les variations de niveau de sortie n'excèdent pas 6 dB lorsque celles du niveau d'entrée atteignent 30 dB ; des montages plus élaborés permettent de limiter les variations du niveau de sortie à 4 dB pour des variations de 50 dB du niveau d'entrée.

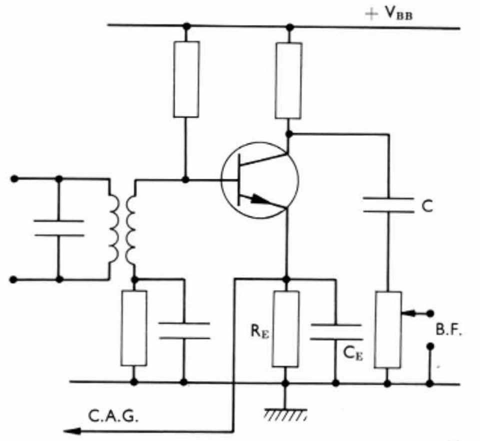


Fig. V-14

La figure V-14 représente un montage détecteur à transistor couramment utilisé, dans lequel la tension de C.A.G. est prélevée entre émetteur et masse, tandis que la tension de sortie est prise aux bornes d'une résistance placée entre collecteur et masse. Le principe de fonctionnement de cet étage a été étudié au paragraphe précédent (V. § 2.1).

2.3. Récepteur pour signaux à B.L.U. ou à B.L.I. — Un récepteur pour signaux, dont le spectre est à bande latérale unique, présente de nombreux points communs avec un récepteur hétérodyne pour signaux obtenus par une modulation d'amplitude classique (fig. V-15). Il comporte cependant une partie originale formée d'un détecteur synchrone (ou détecteur-produit) et d'un oscillateur de battement.

En réalité, ce détecteur est un étage mélangeur dont le rôle va être précisé à l'aide d'un exemple numérique. Supposons que les signaux à recevoir correspondent à un spectre s'étendant de 1 997 kHz à 2 000 kHz (bande supérieure d'un spectre d'une largeur de 3 kHz et dont la fréquence porteuse est égale à 1 997 kHz). Si l'oscillateur local est accordé sur la fréquence de 2 455 kHz, après changement de fréquence le spectre des signaux s'étend de 455 à 458 kHz. Avec un oscillateur dit de battement accordé sur la fréquence de 458 kHz, à la sortie du détecteur synchrone nous obtenons un signal B.F. dont le spectre est compris entre 0 et 3 kHz. Ce second étage mélangeur a donc permis de réaliser un changement de fréquence qui constitue une véritable détection.

Dans un récepteur pour signaux, dont le spectre est à bandes latérales indépendantes, nous retrouvons les mêmes éléments (fig. V-16), car la réception est réalisée de la même façon que dans le cas précédent. Un amplificateur différentiel complète l'ensemble et permet de séparer les bandes latérales. Un troisième oscillateur, délivrant un signal de fréquence égale à 100 kHz, alimente deux étages mélangeurs (un pour chaque canal) qui jouent le rôle de détecteurs synchrones.

3. RÉCEPTEURS DE SIGNAUX MODULÉS EN FRÉQUENCE

Les récepteurs de signaux modulés en fréquence sont des récepteurs superhétérodynes (V. fig. V-7). S'ils comportent les mêmes éléments que les récepteurs pour signaux modulés en amplitude (amplificateur H.F., changeur de fréquence, amplificateur à fréquence intermédiaire, démodulateur, amplificateur B.F.), certaines de ces parties présentent cependant des caractéristiques différentes.

Par exemple, comme le spectre de fréquences des signaux correspondant à une émission en modulation de fréquence, est beaucoup plus étendu que dans le cas

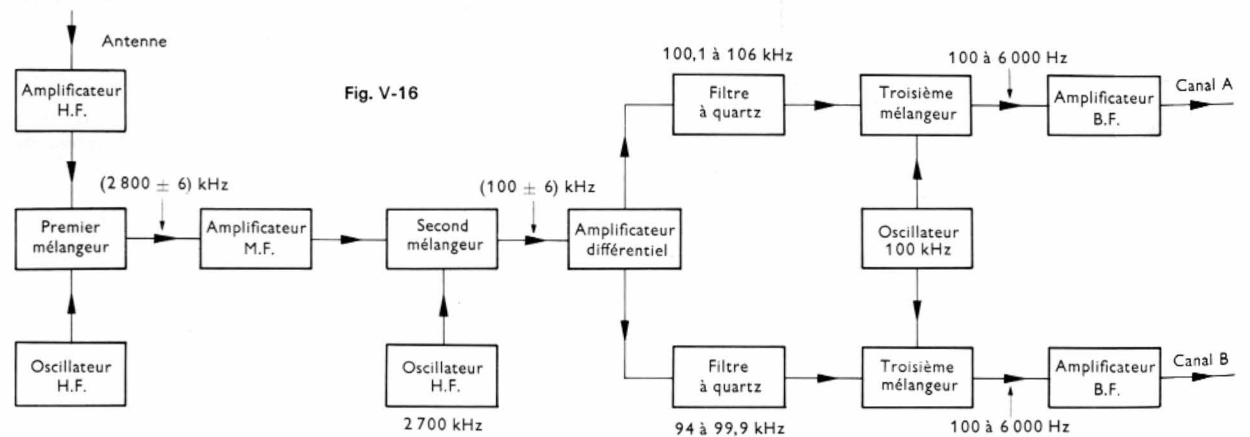


Fig. V-16

d'une modulation d'amplitude, les circuits à fréquence intermédiaire présentent une bande passante beaucoup plus large (environ 200 kHz pour les systèmes de radiodiffusion, l'excursion de fréquence étant alors égale à $\pm$ 75 kHz). Par ailleurs, la fréquence intermédiaire choisie est beaucoup plus grande que dans un récepteur à modulation d'amplitude : la valeur généralement adoptée est 10,7 MHz. Le démodulateur également est profondément différent : pour obtenir une tension de sortie, dont la valeur instantanée est proportionnelle à la différence entre la fréquence instantanée du signal reçu et la fréquence moyenne, il est fait appel à des circuits appelés *discriminateurs*, qui permettent de réaliser deux opérations :

— transformation de la modulation de fréquence en modulation d'amplitude ;

— détection des signaux modulés en amplitude.

C'est cet élément que nous allons étudier à présent.

3.1. Discriminateur de Foster-Seeley (fig. V-17). — Ce discriminateur comporte notamment deux circuits, $L_1 — C_1$ et $L_2 — C_2$, accordés sur la fréquence f_0 de la porteuse et couplés par mutuelle induction (couplage lâche). En parallèle avec le second circuit est placé un ensemble formé de deux circuits de redressement ; il permet d'obtenir un signal de basse fréquence à partir de la tension engendrée entre les points *P* et *Q*.

Pour comprendre le fonctionnement de ce dispositif, il nous faut préciser les valeurs et les phases des tensions

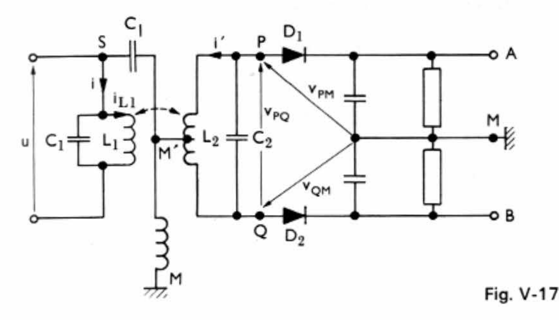


Fig. V-17

v_{PM} et v_{QM} appliquées aux circuits de redressement qui fournissent les tensions v_{AM} et v_{BM}. Nous supposerons que le signal reçu est sinusoïdal et que le circuit $L_2 — C_2$ n'est pas amorti par les éléments placés entre les points *P* et *Q*. L'inductance L_1 étant traversée par un courant i_{L1}, une f.é.m. e_2 est induite dans L_2 ; la valeur instantanée de cette f.é.m. est donnée par l'égalité suivante :

$$e_2 = - M_{12} \frac{di_{L1}}{dt}$$

(M_{12} désigne le coefficient de mutuelle induction de L_1 et L_2).

Si nous supposons M_{12} négatif, la f.é.m. e_2 est en avance de $\frac{\pi}{2}$ radians par rapport à i_{L1} ; celui-ci étant en retard de $\frac{\pi}{2}$ radians par rapport à la tension *u* entre les bornes de L_1 (courant dans une inductance pure), nous concluons que e_2 est en phase avec *u*. L'induction de cette f.é.m. entraîne le passage d'un courant *i'* dans L_2 et C_2 (l'influence du reste du montage a été supposée négligeable). Le déphasage de ce courant par rapport à e_2, et donc par rapport à *u*, dépend de la fréquence du courant i_{L1}, c'est-à-dire de celle du signal reçu :

— $f = f_0$ (le circuit est à la résonance) : e_2 et *i'* sont en phase ;

— $f < f_0$ (le circuit est capacitif) : e_2 est en retard par rapport à *i'* ;

— $f > f_0$ (le circuit est inductif) : e_2 est en avance par rapport à *i'*.

Dans tous les cas, la tension v_{PQ} relevée aux bornes de l'inductance L_2 (considérée comme parfaite) est déphasée de $\frac{\pi}{2}$ radians en avance par rapport au courant *i'* dans celle-ci.

Ces résultats peuvent être reportés sur un diagramme de Fresnel (V. t. 1, Électricité, chap. 31) qui va permettre la mise en évidence des vecteurs $\overrightarrow{V_{PM}}$ et $\overrightarrow{V_{QM}}$ associés aux tensions v_{PM} et v_{QM} étudiées (fig. V-18). À un instant *t*, nous pouvons écrire :

$$v_{PM} = v_{PM'} + v_{M'M}$$
$$v_{QM} = v_{QM'} + v_{M'M}$$

avec : $\begin{cases} v_{PM'} = - v_{QM'} = \dfrac{v_{PQ}}{2} \\ v_{M'M} = u \end{cases}$ (*M'* est le point milieu de l'inductance L_2)

Fig. V-18

Diagramme de Fresnel lorsque f est supérieur à f_0

$\overrightarrow{V_{PQ}}$ $\overrightarrow{V_{PM}}$ 90° $\overrightarrow{E_2}$ $\overrightarrow{U}$ $\overrightarrow{I'}$ $\overrightarrow{V_{QM}}$ $\overrightarrow{V_{PM'}} = \frac{\overrightarrow{V_{PQ}}}{2}$ $\overrightarrow{V_{QM'}} = -\frac{\overrightarrow{V_{PQ}}}{2}$

(le point *M'* est au même potentiel que le point *S*, car l'impédance du condensateur de liaison C_l est supposée négligeable à la fréquence de fonctionnement).

Sur le diagramme de Fresnel, les tensions v_{PM} et v_{QM} sont représentées par deux vecteurs dont les modules dépendent de la fréquence :

— $f = f_0$: $|\overrightarrow{V_{PM}}| = |\overrightarrow{V_{QM}}|$ (fig. V-19)

— $f < f_0$: $|\overrightarrow{V_{PM}}| < |\overrightarrow{V_{QM}}|$

— $f > f_0$: $|\overrightarrow{V_{PM}}| > |\overrightarrow{V_{QM}}|$

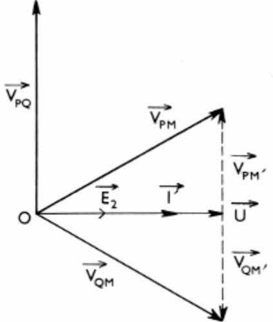


Fig. V-19

$\overrightarrow{U}, \overrightarrow{E_2}, \overrightarrow{I'}, \overrightarrow{VPQ}, \overrightarrow{VPM'}, \overrightarrow{VPM}, \overrightarrow{VQM}, \overrightarrow{VQM'}$ sont les vecteurs associés respectivement à u, e_2, i', vPQ, vPM', vPM, vQM et vQM'

Le redressement et le filtrage de ces tensions fournissent deux tensions unidirectionnelles dont les amplitudes v_{AM} et v_{BM} sont respectivement proportionnelles aux modules de $\overrightarrow{V_{PM}}$ et de $\overrightarrow{V_{QM}}$. Par suite, la tension v_{AB} ($v_{AB} = v_{AM} - v_{BM}$) a une amplitude et un signe qui dépendent directement de la fréquence *f* du signal reçu :

— $f = f_0$: $v_{AB} = 0$

— $f < f_0$: $v_{AB} < 0$

— $f > f_0$: $v_{AB} > 0$

La courbe de réponse du discriminateur indique comment varie la tension v_{AB} en fonction de la fréquence du signal (fig. V-20). Pour de faibles couplages entre L_1 et L_2,

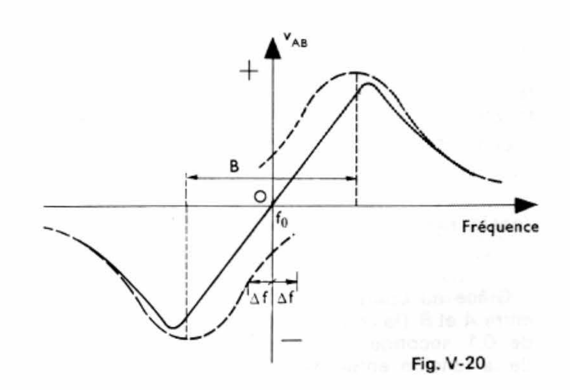


Fig. V-20

l'écart B entre les fréquences correspondant aux extrémums de la courbe est égal à $\frac{f_0}{Q_2}$, Q_2 désignant le facteur de qualité du circuit $L_2 — C_2$, compte tenu de l'amortissement introduit par les circuits de redressement. En pratique, le discriminateur est utilisé avec des signaux dont les fréquences instantanées varient entre $(f_0 + \Delta f)$ et $(f_0 — \Delta f)$, Δf étant compris entre $\frac{B}{6}$ et $\frac{B}{3}$. Ainsi, la tension v_{AB} est proportionnelle à l'écart $(f — f_0)$ entre la fréquence instantanée f et f_0.

3.2. Discriminateur de rapport. — Ce démodulateur est très employé dans les récepteurs; la figure V-21 donne un exemple de schéma. Le circuit $L_1 — C_1$ constitue le primaire d'un transformateur de liaison alimenté par le dernier étage amplificateur à moyenne fréquence (la fréquence de résonance f_0 des circuits $L_1 — C_1$ et $L_2 — C_2$ est

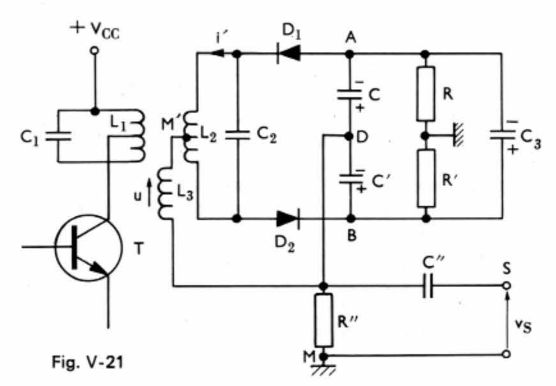


Fig. V-21

fixée à 10,7 MHz dans la plupart des récepteurs). L'inductance L_2 est à prise médiane ; une inductance L_3 est connectée entre le point milieu de L_2 et le point D commun à deux condensateurs C et C' égaux. Entre les points A et B se trouvent également deux résistances R et R' égales dont le point commun est relié à la masse.

Comme dans le discriminateur de Foster-Seeley, les tensions v_{AD} et v_{BD} suivent les variations de la fréquence autour de f_0. Le passage d'un courant dans l'inductance L_1 induit simultanément une f.é.m. e_2 dans L_2 et une tension u dans L_3 ; e_2 et u sont en phase. Les tensions $v_{PM'}$ et $v_{QM'}$ sont déphasées par rapport à u d'un angle qui dépend de la fréquence f du signal reçu. Les diagrammes de Fresnel, analogues à ceux établis précédemment, montrent que les tensions v_{PD} et v_{QD} ont des amplitudes et des phases fonction de l'écart $\Delta f = f — f_0$.

La tension de sortie v_s ($v_s = v_{DM}$) est aussi égale à :

$$v_s = v_{BD} — \frac{v_{BA}}{2} = v_{BD} — \frac{v_{BD} + v_{DA}}{2}$$

(car les résistances R et R' sont égales) soit à :

$$v_s = \frac{v_{BD} — v_{DA}}{2}$$

Grâce au condensateur de grande capacité C_3 disposé entre A et B (la constante de temps $(R + R')$ C_3 est voisine de 0,1 seconde), les éventuelles variations d'amplitude de la tension entre les bornes A et B sont éliminées. La somme $v_{BD} + v_{DA}$ est maintenue constante et seule la différence $v_{BD} — v_{DA} = 2\ v_s$ varie en fonction du rapport $\frac{v_{DA}}{v_{BD}}$ (d'où le nom donné à ce discriminateur). Le discriminateur de Foster-Seeley ne possédant pas cette propriété doit être précédé d'un étage limiteur d'amplitude.

La figure V-22 donne le schéma d'un discriminateur de rapport très souvent utilisé, appelé « montage dissymétrique ». Il comporte un condensateur C_0 (à la place de C et C') et une résistance R_0 remplace les résistances R et R'. Ce condensateur C_0 est shunté par deux condensateurs de

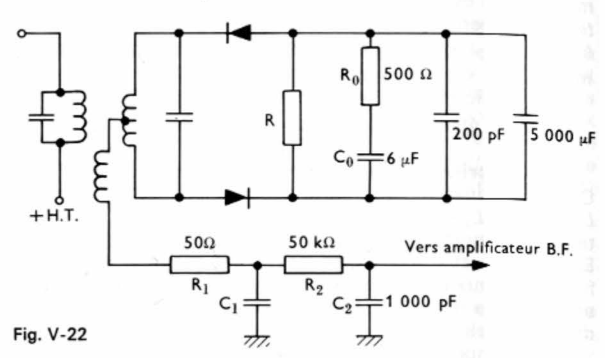


Fig. V-22

capacités très différentes, de manière à former un ensemble qui présente une faible impédance aussi bien aux très basses fréquences qu'aux hautes fréquences. Les résistances R_1 et R_2 sont destinées à réduire l'effet limiteur et éviter des surcompensations. Le circuit $R_2 — C_2$ est un circuit de désaccentuation des fréquences aiguës destiné à supprimer les parasites et le bruit (la perturbation est d'autant plus importante que l'écart de fréquence est grand entre le signal brouilleur et la fréquence du signal reçu ; aussi, les sons aigus sont-ils plus affectés puisque le bruit est plus intense à ces fréquences ; ce défaut est atténué en prévoyant un circuit de préaccentuation, d'une part, à l'émission et, d'autre part, un circuit de désaccentuation des fréquences élevées dans le récepteur).

3.3. Conclusion. — Un récepteur à modulation de fréquence comporte donc un étage amplificateur haute fréquence, un étage changeur de fréquence, un amplificateur moyenne fréquence, un étage limiteur (en utilisant un discriminateur autre que celui de rapport) et un amplificateur basse fréquence (fig. V-23). Beaucoup de récepteurs sont des récepteurs mixtes, utilisables aussi bien pour la réception d'émissions à modulation d'amplitude que pour la réception d'émissions à modulation de fréquence. Des récepteurs plus élaborés permettent également la réception d'émissions en stéréophonie multiplex, dont nous allons examiner les principes au paragraphe suivant.

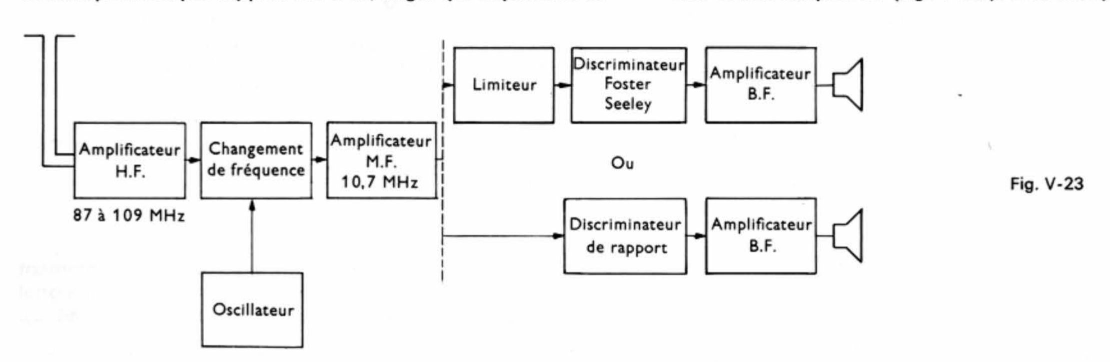


Fig. V-23

4. STÉRÉOPHONIE MULTIPLEX

La reproduction stéréophonique se fait à l'aide de deux signaux appelés couramment, l'un signal gauche G et l'autre signal droit D (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 2).

À l'émission, ces signaux sont combinés (matriçage). Cette opération permet d'obtenir deux signaux correspondant l'un à la somme $(G + D)$ des signaux des deux voies

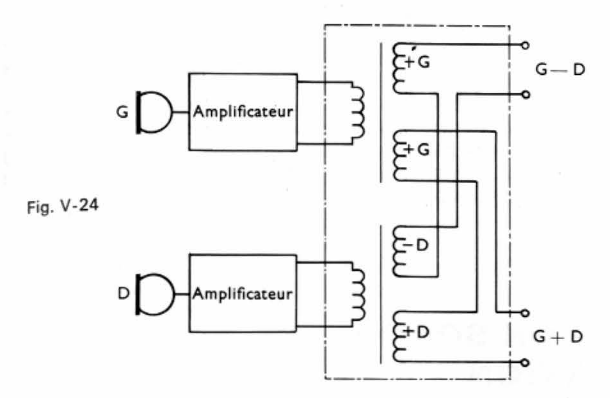


Fig. V-24

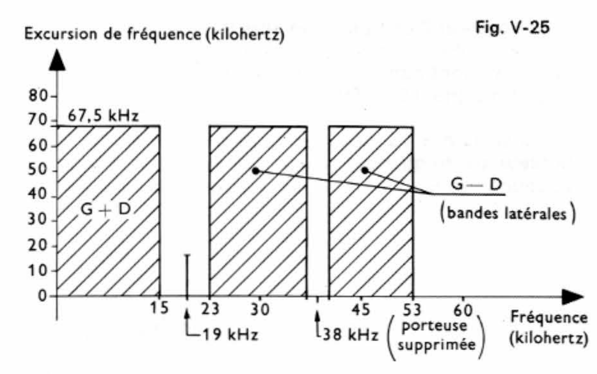


Fig. V-25

et l'autre à leur différence ($G - D$). La figure V-24 donne le schéma de principe d'un dispositif utilisable pour réaliser ces combinaisons.

Le signal-somme ($G + D$), dont le spectre s'étend jusqu'à 15 kHz, module en fréquence une porteuse; l'excursion de fréquence peut atteindre ± 67,5 kHz. Le signal-différence ($G - D$) module en amplitude une sous-porteuse de 38 kHz; le spectre du signal modulé est à double bande (bande latérale inférieure: 23 à 38 kHz, bande latérale supérieure: 38 à 53 kHz) et la sous-porteuse est supprimée.

De plus, un signal de fréquence égale à 19 kHz est inséré dans l'espace libre du spectre, entre 15 kHz et 23 kHz, pour faciliter la réception (reconstitution d'une sous-porteuse, de fréquence égale à 38 kHz, à l'aide d'un doubleur de fréquence). L'ensemble des bandes de fréquences formées à partir du spectre des signaux ($G - D$) et ($G + D$), ajouté à ce dernier signal, constitue le spectre du signal modulant stéréo complet (fig. V-25) qui est utilisé pour moduler une porteuse en fréquence (fig. V-26). À la réception, le signal complet est démodulé et filtré et les signaux ($G + D$) et ($G - D$), fournis par cette opération, sont combinés pour restituer les signaux G et D. Le matriçage consiste à faire, d'une part, la somme des signaux: $(G + D) + (G - D) = 2G$ et, d'autre part, leur différence: $(G + D) - (G - D) = 2D$.

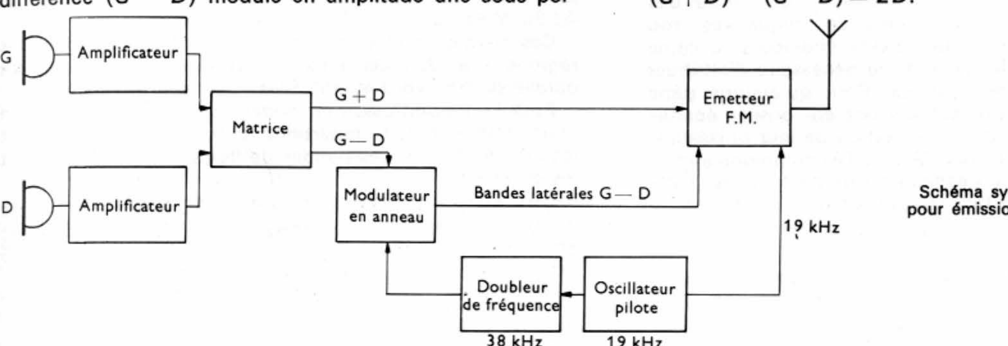


Fig. V-26

Schéma synoptique d'un émetteur pour émissions dites stéréophoniques

Dans le schéma synoptique d'un récepteur dit stéréophonique (fig. V-27), nous retrouvons de nombreux éléments d'un récepteur à modulation de fréquence monophonique. La partie propre au décodage des émissions stéréophoniques comprend un amplificateur dont la sortie alimente trois sections différentes:

— la section 1 comporte un amplificateur avec une sortie à faible impédance, suivi d'un filtre passe-bas; celui-ci permet d'obtenir seulement les composantes de fréquences comprises entre 0 et 15 kHz, c'est-à-dire le signal ($G + D$) correspondant à la réception en monoral;

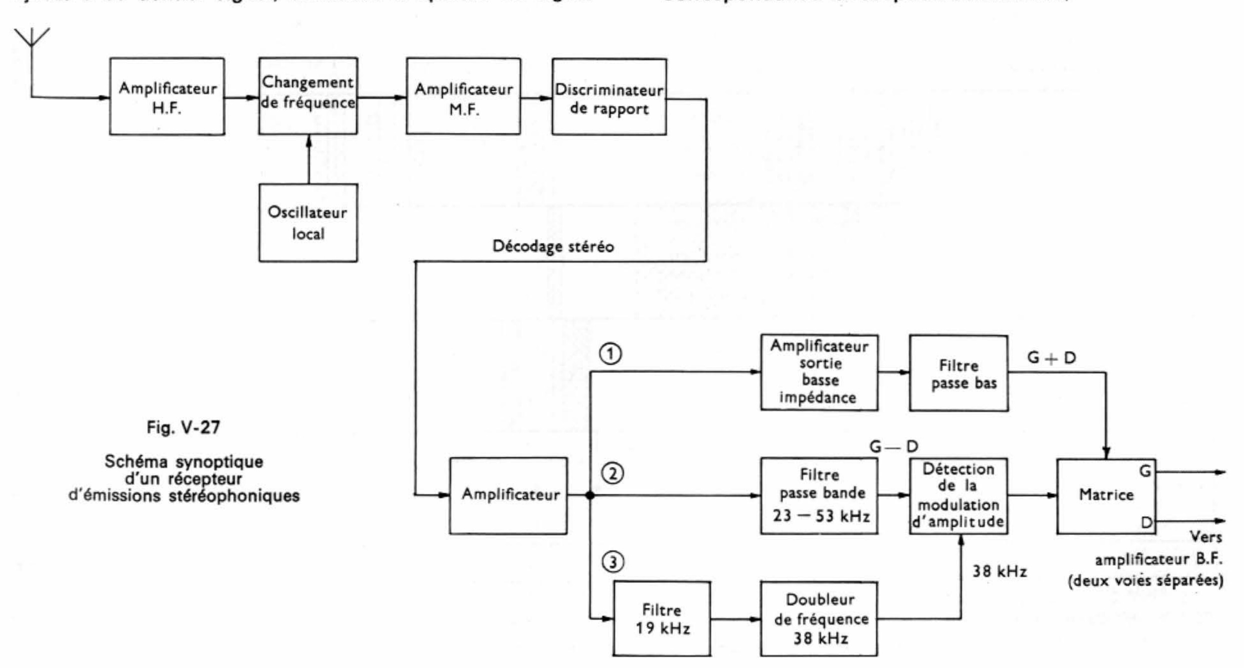


Fig. V-27

Schéma synoptique d'un récepteur d'émissions stéréophoniques

— la section 2 comporte un filtre passe-bande très précis qui ne peut être traversé que par les composantes dont les fréquences sont comprises entre 23 kHz et 53 kHz, c'est-à-dire par le signal (*G* — *D*) ;

— la section 3, formée d'un filtre à bande étroite et d'un doubleur de fréquence, permet de recueillir le signal de fréquence égale à 19 kHz et de restituer une sous-porteuse à 38 kHz. Les signaux *G* — *D* et cette composante de fréquence 38 kHz sont mélangés et détectés avant le matriçage des signaux (*G* + *D*) et (*G* — *D*).

Un récepteur monophonique permet la réception des signaux correspondant à une émission stéréophonique mais, après détection, c'est seulement le signal (*G* + *D*) qui peut être obtenu. Les divers systèmes d'émission sont donc compatibles grâce au matriçage des signaux *G* et *D*.

CHAPITRE VI

LA RADIODIFFUSION SONORE ORGANISATION

1. RÉPARTITION DES BANDES DE FRÉQUENCES

L'émission d'un signal radioélectrique se traduit par l'utilisation d'une bande de fréquences déterminée qui dépend de la fréquence porteuse et du type de modulation employé (V. chap. 3). Afin d'éviter des interférences entre des émissions différentes, des bandes de fréquences (ou canaux) ont été allouées aux divers émetteurs. Comme ceux-ci sont très nombreux, il a été nécessaire d'attribuer plusieurs fois les mêmes canaux. Pour qu'aucune gêne n'en résulte, diverses précautions ont été prises : écartement suffisant des émetteurs, limitation de leur puissance, emploi d'antennes directives (V. t. 2, Télécommunications, chap. 2). Par ailleurs, à l'échelle du globe terrestre, cette répartition s'est trouvée facilitée par le fait qu'il est possible de distinguer trois régions séparées par des zones inhabitées :

— La première région comprend les territoires européens et africains ainsi que la Réunion, l'île Maurice, l'U.R.S.S., la Turquie, l'Irak, la Mongolie.

— La seconde région englobe les États-Unis d'Amérique, le Groenland, les Bermudes et les îles Hawaï.

— La troisième région correspond à l'Asie du Sud-Est, l'Australie et aux autres îles du Pacifique.

Des dispositions particulières ont été prises pour la zone tropicale, car le niveau élevé des parasites atmosphériques ne permet pas l'emploi des ondes longues (fréquences comprises entre 150 et 285 kHz) et moyennes (fréquences comprises entre 525 et 1 605 kHz) pour l'ensemble d'un territoire. Dans la seconde région et dans une zone comprise entre les tropiques du Cancer et du Capricorne, les bandes de fréquences utilisées sont les suivantes :

2,3 MHz à 2,498 MHz ; 3,2 MHz à 3,4 MHz ; 4,75 MHz à 4,995 MHz ; 5,005 MHz à 5,06 MHz.

Ces mêmes bandes de fréquences sont utilisées dans les régions 1 et 3, mais dans une zone comprise entre les parallèles 30° Nord et 35° Sud.

Pour la radiodiffusion en *ondes courtes* (encore dite en haute fréquence), la répartition concerne essentiellement les régions 1 et 3. Les bandes de fréquences utilisées sont les suivantes :

3,95 MHz à 4 MHz ; 5,95 MHz à 6,2 MHz ; 7,1 MHz à 7,3 MHz ; 9,5 MHz à 9,775 MHz ; 11,7 MHz à 11,975 MHz ; 15,1 MHz à 15,45 MHz ; 17,7 MHz à 17,9 MHz ; 21,45 MHz à 21,75 MHz ; 25,6 MHz à 26,1 MHz.

Ces fréquences correspondent à des ondes décamétriques.

Pour des fréquences plus grandes, les bandes de fréquences réservées à la radiodiffusion sont les suivantes :

— Région 1 : 41 MHz à 68 MHz ; 87,5 MHz à 100 MHz ; 174 MHz à 223 MHz ; 470 MHz à 890 MHz ; 890 MHz à 960 MHz ; 11,7 GHz à 12,7 GHz.

— Région 2 : 54 MHz à 74,6 MHz ; 75,4 MHz à 108 MHz ; 174 MHz à 216 MHz ; 470 MHz à 890 MHz ; 11,7 GHz à 12,7 GHz.

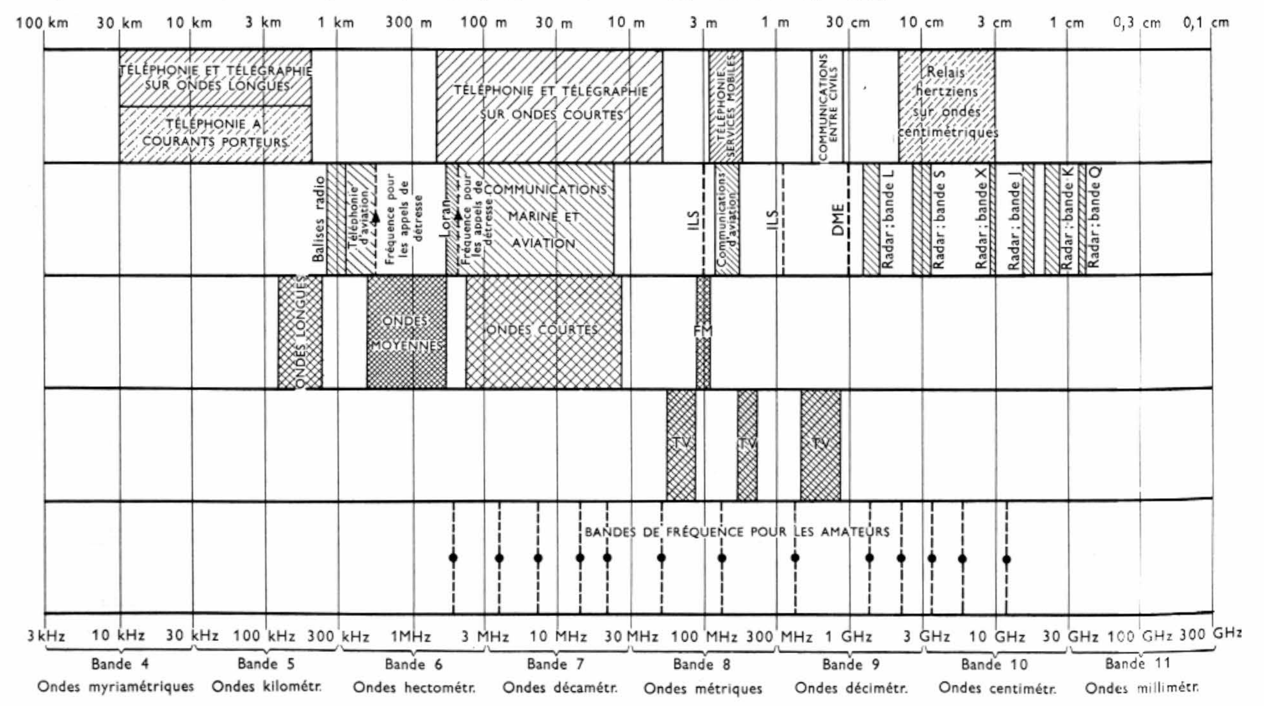


Fig. VI-1 — Répartition des longueurs d'ondes selon les applications

— Région 3 : 44 MHz à 50 MHz ; 54 MHz à 68 MHz ; 87 MHz à 108 MHz ; 170 MHz à 216 MHz ; 470 MHz à 810 MHz ; 890 MHz à 960 MHz ; 11,7 GHz à 12,7 GHz.

Le tableau de la figure VI-1 donne la répartition des longueurs d'ondes suivant les applications. Les ondes kilométriques ou ondes longues sont réservées aux émetteurs qui présentent un caractère national. La propagation de ces ondes étant sensiblement la même quelle que soit l'heure d'émission, il est ainsi possible de faire fonctionner les stations émettrices en permanence. Les ondes hectométriques, c'est-à-dire les ondes moyennes, sont utilisées par des émetteurs qui présentent un caractère régional et dont la portée est limitée à une zone circulaire d'environ 300 km. Ces émetteurs sont souvent groupés en chaînes ou réseaux, toutes les stations d'une même chaîne émettant le même programme. Le jour, les émissions se font sur des fréquences porteuses propres aux divers émetteurs, tandis que la nuit il est nécessaire de synchroniser certains d'entre eux sur la même fréquence porteuse afin d'éviter certaines interférences possibles avec des émetteurs lointains.

Les émetteurs qui utilisent des fréquences porteuses appartenant au domaine des ondes courtes sont considérés comme ayant un caractère mondial à cause de leur très grande portée. En général, un centre émetteur d'ondes courtes comprend plusieurs émetteurs pouvant fonctionner sur différentes bandes de fréquences et une certaine région à desservir peut recevoir deux à trois émissions, correspondant au même programme, mais sur des longueurs d'ondes différentes. Ce procédé permet d'obtenir une grande sécurité d'écoute. Les heures d'émission sont fixées en tenant compte des heures d'écoute favorable et de la position géographique du pays à desservir. Les gammes de fréquences à utiliser sont déterminées en fonction des conditions de propagation des ondes courtes qui sont très variables suivant les heures et les saisons. Les émissions faites en modulation de fréquence ont un caractère régional ou national ; pour couvrir l'ensemble d'un territoire, il est nécessaire d'utiliser des relais (la portée de ces émetteurs est limitée, car les fréquences porteuses sont assez élevées : 87 à 100 MHz).

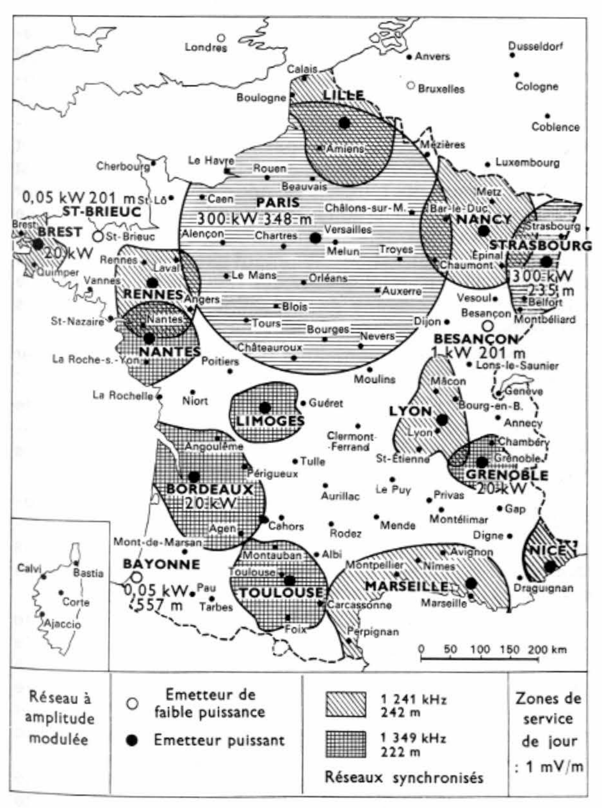


Fig. VI-2 — Réseau à amplitude modulée (*France-Culture*)

2. ÉQUIPEMENTS DE RADIODIFFUSION

Les équipements de radiodiffusion peuvent se diviser en trois catégories principales : les centres de production, les centres d'émission et les voies de transmission qui relient les divers centres.

Un *centre de production* comprend un certain nombre de studios et de régies.

Un studio est une salle conçue pour la réalisation d'émissions. Il est souvent associé à une cabine de prise de son, une cabine d'audition et une cabine pour un speaker. L'isolation phonique d'un studio est particulièrement soignée (cloisons à double paroi, plafonds suspendus, planchers flottants, etc.) pour éviter que les signaux sonores à enregistrer soient perturbés par des bruits ou par des signaux parasites. Les réflexions diverses sur les parois de la salle sont plus ou moins atténuées selon le résultat recherché ; le temps que met l'énergie sonore pour devenir le millième de sa valeur initiale ou *temps de réverbération* permet de définir la résonance d'un studio. Cette résonance est plus ou moins grande et il est possible de dire que le studio est une salle d'écho (temps de réverbération de dix secondes environ) ou une salle sourde (temps de réverbération de quelques centièmes de seconde). Dans les salles sourdes, les parois sont recouvertes de matériaux absorbants (coton, laine de verre ou feutre). Des problèmes d'acoustique architecturale très complexes se posent lorsque les dimensions de la salle deviennent importantes. En effet, si l'onde directe et l'onde réfléchie présentent une différence de trajet telle qu'il existe un écart supérieur à un quinzième de seconde entre la perception de la première et la perception de la seconde, l'auditeur a une impression d'écho. De tels inconvénients peuvent être évités en donnant une forme géométrique particulière à la salle.

Une régie est une salle qui a vue sur un ou plusieurs studios et qui contient le matériel de prise de son, c'est-à-dire une console de prise de son et des amplificateurs. La console supporte plusieurs tourne-disques avec bras de lectures de haute qualité. Sur un pupitre de mélange sont rassemblées les commandes de nombreux atténuateurs qui permettent de régler les niveaux des signaux en provenance de lecteurs et de microphones. Un atténuateur général permet le réglage du niveau final du signal de modulation. Le bloc d'amplificateurs comprend des préamplificateurs disposés soit entre microphones et atténuateurs, soit après les mélangeurs ; ces derniers sont destinés à compenser les affaiblissements inévitables. À la sortie de l'ensemble se trouvent des amplificateurs de puissance qui permettent d'alimenter les lignes de transmission. C'est à la régie qu'est réalisé le contrôle du signal de modulation à l'aide d'un certain nombre d'appareils de mesure comme le *vumètre* (galvanomètre à durée d'intégration égale à 200 ms environ pour l'aller et pour le retour), le *voltmètre de crête* à durée d'intégration plus faible (10 à 20 ms) destiné à la mesure des crêtes de modulation, le *modulomètre* qui ne présente pas des durées d'intégration aller et retour égales (5 ms et 20 ms). Des dispositifs limiteurs et écrêteurs peuvent aussi être employés, mais ils présentent l'inconvénient des distorsions.

— Un *centre d'émission* comprend des équipements qui permettent, d'une part, d'obtenir l'oscillation électrique de fréquence égale à la porteuse et, d'autre part, de moduler cette oscillation. À ces dispositifs sont associées des sources de courant continu de grande puissance et des systèmes de refroidissement. Jusqu'à une puissance de 50 kW, le refroidissement se fait par air pulsé, c'est-à-dire par ventilation ; au-delà de cette limite, le refroidissement des tubes amplificateurs de puissance est assuré par circulation d'eau et tours de réfrigération.

— Les *voies de transmissions* sont soit des câbles coaxiaux soit des faisceaux hertziens ; elles ne sont pas uniquement réservées au transport de la modulation destinée à la radiodiffusion, elles sont aussi utilisées pour les télécommunications. Elles servent pour transmettre les signaux de modulation des centres de production vers un centre unique, appelé *centre distributeur de modulation*, puis de celui-ci vers des centres d'émission.

CHAPITRE VII

TÉLÉVISION - PRINCIPE

La télévision est l'ensemble des techniques utilisées pour transmettre à distance des images non permanentes d'objets fixes ou mobiles. Cette transmission ne constitue qu'un cas particulier de télécommunications : elle peut être réalisée par l'intermédiaire de câbles ou d'ondes hertziennes.

La télévision constitue un puissant moyen d'information et de distraction ; elle a également de nombreuses applications dans l'industrie, dans l'enseignement et en médecine.

1. TÉLÉVISION ET RADIO

Il est possible de faire correspondre des signaux électriques à une image, et donc de réaliser la transmission de celle-ci par des moyens radioélectriques très proches de ceux utilisés pour les sons. Toutefois, une différence fondamentale sépare radiodiffusion sonore et télévision : elle est la conséquence, d'une part, de la nature de l'information à transmettre et, d'autre part, de l'organe des sens qui permet la réception de cette information : de cette différence dépend le principe de transmission retenu.

En radiodiffusion sonore, le signal sonore émis par un orchestre à un instant déterminé est la superposition des sons provenant de nombreux instruments. Une résultante unique est obtenue (elle peut être considérée comme une grandeur fonction du temps), mais les diverses composantes d'un tel signal acoustique peuvent être décelées grâce à l'oreille et, notamment, il est possible de reconnaître les instruments qui ont été utilisés. Au contraire, en télévision, l'image s'étend dans l'espace et dans le temps (une scène quelconque est une succession d'images) ; c'est l'œil qui permet de percevoir tous les points d'une image simultanément dans le temps, mais séparément dans l'espace. Les propriétés particulières de l'œil, que nous examinons ci-après, permettent d'avoir l'impression d'une image continue ainsi que l'illusion du mouvement.

2. ŒIL — PERSISTANCE RÉTINIENNE

Rappelons que les cellules visuelles de l'œil sont situées dans la région de la rétine qui adhère à la choroïde (V. t. 1, Optique, chap. 3) ; ces éléments, très petits (1 à 5 micromètres), sensibles à la lumière, sont soit des cônes, soit des bâtonnets. La rétine humaine comporte six à sept millions de cônes et cent dix à cent trente millions de bâtonnets. Les bâtonnets sont absents du centre de la tache jaune ou fovea, mais sont nombreux sur sa périphérie ; ils contiennent une substance photosensible, appelée *pourpre rétinien*. Les cônes permettent la perception des couleurs, tandis que les bâtonnets sont insensibles aux différences de couleurs. Par l'intermédiaire du nerf optique, chacune de ces cellules fournit au cerveau une sensation élémentaire fonction de l'éclairement qu'elle reçoit. La vision d'un petit objet est beaucoup plus nette lorsque son image se forme au centre de la tache jaune (vision centrale) plutôt que sur la périphérie de celle-ci (vision périphérique). Cela s'explique par le très grand nombre de cellules sensibles dans cette partie de la fovea.

Deux points de l'image sont vus séparément si leur distance angulaire n'est pas inférieure à une minute d'angle, c'est-à-dire si la distance de leurs images sur la rétine n'est pas inférieure à 4,5 micromètres. La perception des détails d'un objet est limitée par cet angle qui mesure l'*acuité visuelle* ou *pouvoir séparateur ;* cette acuité visuelle décroît avec l'intensité de l'éclairement (en lumière faible, les cônes ne jouent aucun rôle).

Il est possible d'apprécier la forme et les contours des objets éclairés normalement, car l'œil est sensible à la différence de luminance de deux éléments de surface appartenant au même objet ou à des objets voisins ; cette différence d'impression lumineuse est appelée *contraste*. Pour qu'une telle différence soit perceptible, il faut que sa valeur relative atteigne au moins deux pour cent (2 %) ; ce seuil de sensibilité est indépendant de la valeur absolue de la luminance tant que celle-ci n'est ni trop grande ni trop petite. Ainsi, lorsqu'un objet de luminance L est placé devant un fond de même couleur que lui et de luminance $(L + dL)$, le contraste $\left(1 + \frac{dL}{L}\right)$ est constant, sauf lorsque les éclairements sont faibles (le contraste augmente et les détails ne sont plus perçus) ou lorsqu'ils sont très grands (les détails ne peuvent être discernés, car l'observateur est ébloui). La perception des détails est possible tant que le contraste reste compris entre un minimum de 1,02 et un maximum voisin de mille. Cette possibilité d'apprécier les contrastes est extrêmement importante en télévision, car elle permet de reproduire toutes les nuances des sujets télévisés, bien que l'intensité lumineuse des images obtenues sur l'écran d'un téléviseur soit beaucoup plus faible que dans la réalité.

Lorsque l'excitation lumineuse de la rétine est brusquement supprimée, les impressions produites subsistent pendant un temps voisin de 0,1 seconde (*persistance rétinienne*) et, si cette excitation lumineuse est supprimée périodiquement, l'observateur ne perçoit plus les interruptions dès que leur durée est suffisamment courte (moins d'un trentième de seconde). L'intensité du faisceau lumineux intercepté par la rétine apparaît cependant plus faible qu'elle n'est réellement : l'intensité apparente est égale à la valeur moyenne de l'intensité réelle, celle-ci étant considérée comme nulle lorsque l'excitation est supprimée. La persistance rétinienne a été exploitée pour donner l'impression du mouvement en cinématographie et en télévision. Cette solution n'est cependant pas sans inconvénient comme nous le verrons ci-après.

3. RESTITUTION DU MOUVEMENT

Pour comprendre le principe de la restitution du mouvement, nous prendrons pour référence une technique qui nous est très familière : le cinéma. En projection cinématographique, une scène est une succession d'images fixes, deux images consécutives correspondant à des représentations de la scène à deux instants rapprochés : il s'agit d'une représentation discontinue. Chaque image fixe est projetée durant un temps très court, puis un obturateur intercepte le faisceau lumineux pendant que le film se déplace d'une image. Si la cadence de projection des images sur l'écran est suffisamment grande (seize images par seconde au minimum), du fait de la persistance rétinienne, nous avons la sensation de continuité des mouvements.

Cependant, cette continuité apparente peut entraîner deux inconvénients qui sont deux troubles de la vision :

— d'une part, un *papillotement* lorsque la cadence de défilement des images fixes est trop faible (le papillotement est produit par le mouvement d'objets éclairés d'une manière intermittente) ;

— d'autre part, un *scintillement* provoqué par la suppression de la lumière entre deux images lors de la projection cinématographique : ce défaut est dû aux variations rapides et importantes de l'éclairement des objets placés dans le champ visuel et éclairés périodiquement.

C'est pour remédier à ces défauts que la cadence de défilement adoptée est de vingt-quatre images par seconde pour la plupart des films et que la source est occultée par l'obturateur une fois entre chaque image et une autre fois au milieu de la projection de l'image. Ce dernier artifice permet d'obtenir l'équivalent d'une cadence de défilement de quarante-huit images par seconde.

En télévision, la restitution du mouvement a été obtenue par des moyens analogues : chaque seconde, cinquante images fixes sont successivement reproduites sur l'écran

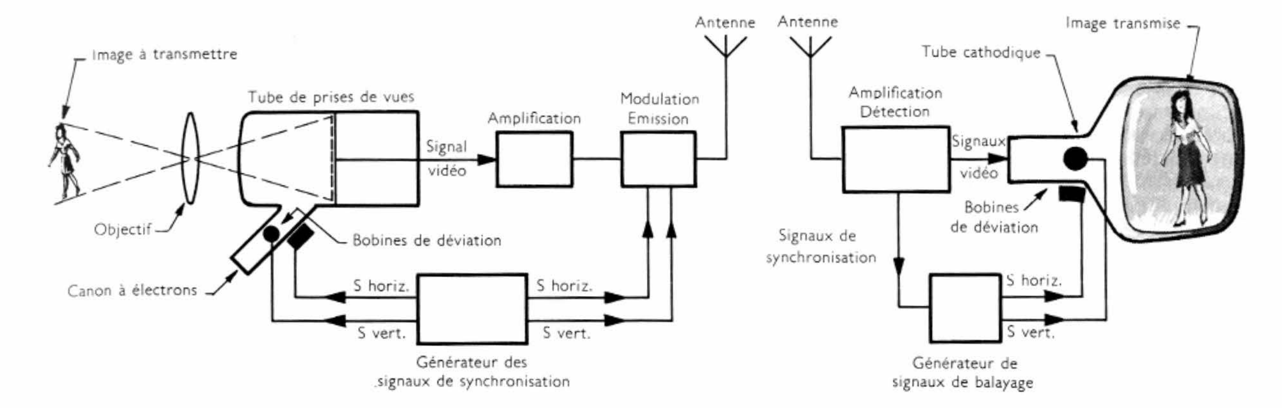


Fig. VII-1 — Principe de la transmission d'une image de télévision

du récepteur. Plus précisément, nous verrons qu'il s'agit de cinquante demi-images qui permettent de former vingt-cinq images complètes.

4. TRANSMISSION D'UNE IMAGE FIXE DITE EN NOIR ET BLANC (fig. VII-1)

À la loupe, la reproduction d'une photographie dans un journal apparaît composée de petits points plus ou moins noirs, disposés selon des lignes parallèles; à l'œil nu, cette structure est invisible si la dimension de chaque point est nettement plus petite que celle correspondant au pouvoir séparateur de l'œil à la distance normale d'observation. Ce même principe a été utilisé pour restituer une image monochrome (en noir et blanc) sur un écran de télévision; ces points-images sont également souvent disposés suivant des lignes parallèles, et la luminance de chacun d'eux dépend de celle du point de l'objet qu'ils représentent. Le problème posé par la transmission d'une telle image est donc ramené à celui de la transmission des luminances d'un grand nombre de points. Cela peut être réalisé par des moyens radioélectriques, car il est possible de faire correspondre la valeur d'un signal électrique à la luminance de chaque point. C'est le rôle du tube analyseur (V. chap. 8) de délivrer ce signal: les points sont « analysés » successivement, suivant un ordre déterminé et le signal de sortie de ce tube, traduction électrique des variations de luminance au cours de l'analyse, constitue le courant de modulation d'un émetteur. À la réception, après détection des signaux modulés, un signal qui reproduit celui fourni par le tube analyseur, est envoyé à l'entrée d'un tube récepteur (V. chap. 8). Celui-ci comporte un écran sur lequel chaque point de l'image est reconstitué, la luminance de ce point dépendant du signal appliqué au tube récepteur. Évidemment, une synchronisation rigoureuse est nécessaire entre analyse et réception pour que les différents points de l'image aient les mêmes positions respectives que les points correspondants de l'objet.

Dans les systèmes de télévision, les informations sont véhiculées, soit par des courants électriques, soit par des ondes radioélectriques. Étant donné la rapidité de transmission des images successives, il est fait appel à des moyens uniquement électroniques.

5. PRINCIPES D'ANALYSE ET DE SYNTHÈSE D'UNE IMAGE

L'analyse de l'image est réalisée en explorant des points disposés suivant des lignes horizontales: c'est l'opération de *balayage*. L'extrémité du faisceau d'électrons du tube analyseur décrit l'image à la manière dont le regard parcourt les lignes d'un livre. Arrivée au bas de l'image, l'analyse s'interrompt; le faisceau électronique revient à sa position initiale pour une nouvelle exploration.

Lors de la synthèse, le même principe est appliqué, en parfait synchronisme avec l'analyse. Un faisceau d'électrons balaye l'écran du tube récepteur, reproduisant à distance les déplacements du faisceau d'électrons du tube analyseur.

Pour obtenir une agréable impression de finesse, il faut que la définition de l'image soit supérieure à l'acuité visuelle du spectateur. Le nombre de lignes d'analyse est donc lié à la distance relative à laquelle est observée l'image. Pour des raisons pratiques, cette distance est souvent comprise entre trois et dix fois la diagonale de l'écran du tube récepteur, ce qui impose un nombre de lignes compris entre 300 et 800.

De plus, pour permettre la transmission d'images animées, la durée d'une exploration doit être inférieure à la persistance rétinienne. Pour cette raison, l'analyse d'une image est réalisée en un temps de $\frac{1}{25}$ de seconde. Le scintillement est réduit en reconstituant une image à l'aide de deux « demi-images », chacune étant obtenue en $\frac{1}{50}$ de seconde. Si les lignes d'une image sont numérotées de 1 à n, l'une des demi-images est formée des lignes impaires, tandis que l'autre correspond aux lignes paires: c'est le *balayage interligné*.

La figure VII-2 donne un exemple de balayage interligné. Pour plus de clarté, l'analyse a été faite avec un nombre restreint de lignes, ici 15, mais elle reste la même avec

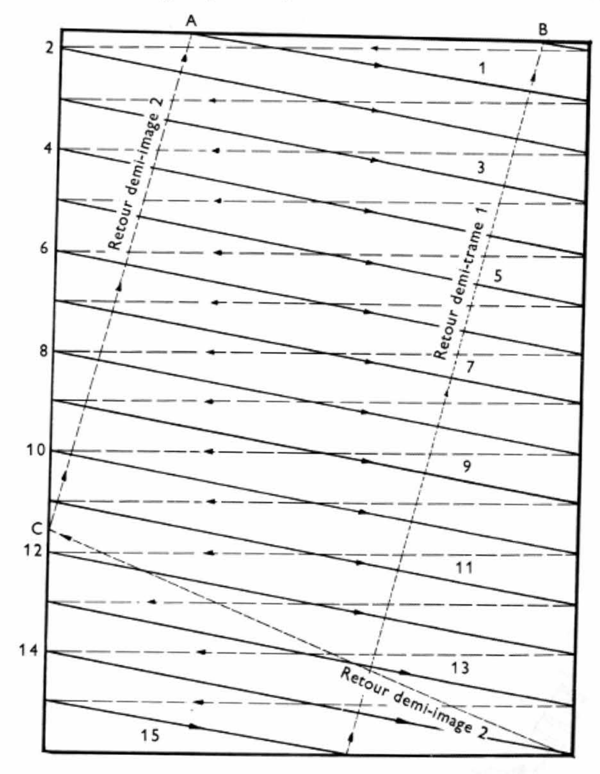


Fig. VII-2 — Exemple de balayage interligné

un plus grand nombre de lignes, pourvu que ce nombre soit impair. Les temps des retours, non négligeables, n'altèrent en rien l'entrelacement des demi-images, seule la quinzième ligne n'est pas scindée exactement en deux, mais cela n'a aucune importance.

Dans les systèmes de télévision utilisés, le nombre de lignes est égal à 405, 525, 625 ou 819. Ce choix résulte de considérations à la fois mathématiques et physiques. En effet, pour assurer une coïncidence parfaite au moment du départ du premier cycle de ligne et du premier cycle de demi-image, un générateur pilote est accordé sur une fréquence égale au plus petit commun multiple de la fréquence de balayage de ligne et de celle de demi-image. Ensuite, cette fréquence est divisée plusieurs fois par des facteurs premiers du nombre de lignes choisi. Comme ces facteurs ne peuvent être trop grands, ils ont été choisis inférieurs à 13 et cela a fourni les résultats suivants :

$$819 = 3 \times 3 \times 7 \times 13 = 3^2 \times 7 \times 13$$
$$625 = 5 \times 5 \times 5 \times 5 = 5^4$$
$$525 = 3 \times 5 \times 7 \times 7 = 3 \times 5 \times 7^2$$
$$405 = 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 5 = 3^4 \times 5$$

Exemple : 625 lignes (fig. VII-3) :

— Fréquence des demi-images : 50 images par seconde.
— Fréquence du générateur pilote : $50 \times 5^4 = 31\,250$ Hz.
— Fréquence du balayage de lignes :

$$\frac{31\,250}{2} = 15\,625 \text{ Hz.}$$

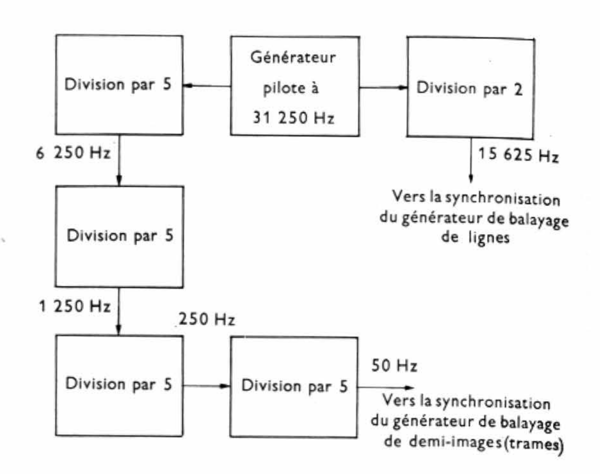


Fig. VII-3 — Principe de la synchronisation

Le choix d'une fréquence de 25 images par seconde (ou 50 demi-images) est lié à l'utilisation du réseau de distribution d'énergie à fréquence industrielle, c'est-à-dire 50 Hz. Le synchronisme est assuré dès l'émission par comparaison de la fréquence de l'oscillateur (après des divisions de fréquence) et de celle du secteur.

CHAPITRE VIII

TUBES ANALYSEURS ET TUBES RÉCEPTEURS

TUBES ANALYSEURS

L'une des parties essentielles d'une caméra de télévision est le tube analyseur. C'est un transducteur qui permet d'obtenir les signaux électriques correspondant à l'image à transmettre. Sans entrer dans le détail de sa constitution dès maintenant, il faut cependant savoir que ce tube comporte une partie plane photosensible, sur laquelle l'image à transmettre est formée au moyen d'un système optique comparable à celui d'une caméra pour prises de vues cinématographiques. C'est à partir de cette image que sont élaborés les signaux électriques lors d'une opération appelée *analyse de l'image*.

1. L'ICONOSCOPE

L'iconoscope est l'un des premiers tubes analyseurs mis au point (Zworykin, 1928) ; nous le décrirons en détail non seulement à cause de son intérêt historique, mais aussi parce qu'il permet de mettre en évidence, d'une manière simple, comment peut être réalisée l'analyse d'une image.

1.1. Description de l'iconoscope. — Un iconoscope peut être considéré comme l'association d'un canon électronique (V. t. 1, Électronique, chap. 5), d'un dispositif photoélectrique qui constitue la cible et d'un système optique (fig. VIII-1). Les deux premiers éléments sont

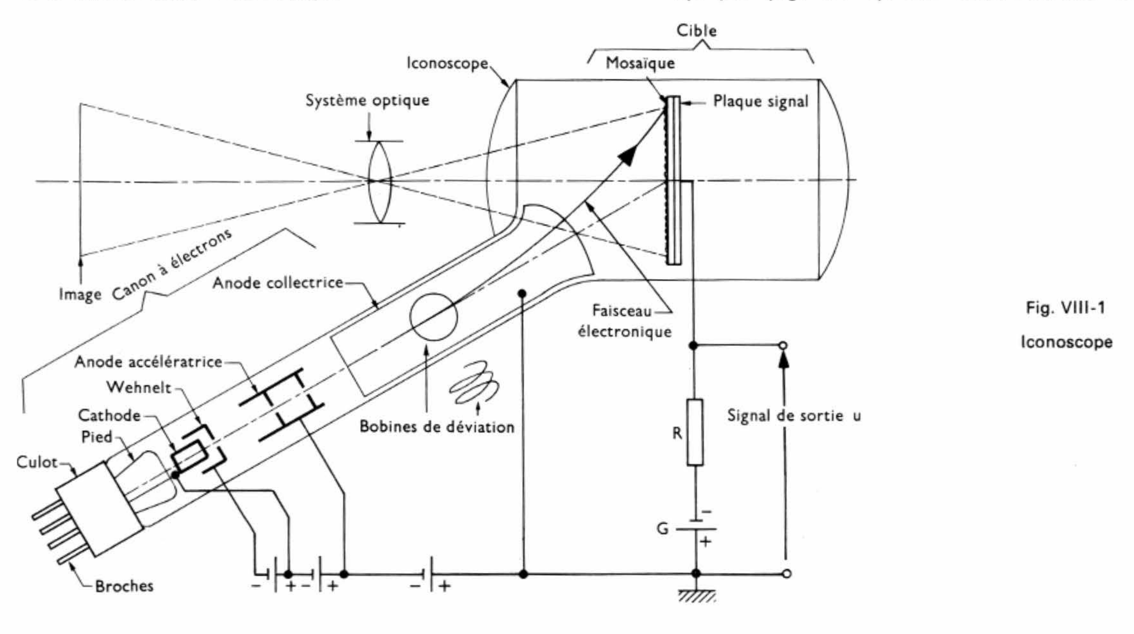
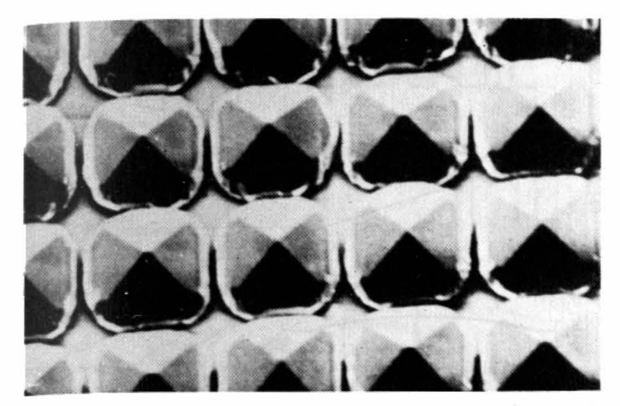


Fig. VIII-1

Iconoscope



Surface d'une cible de tube image : elle comporte des millions de semi-conducteurs pyramidaux au silicium (*General Electric*)

logés dans une ampoule de verre dans laquelle règne un vide poussé :

— Le *canon à électrons* comporte une cathode à oxydes, une grille (wehnelt) qui permet le réglage de l'intensité du faisceau, une anode accélératrice et une anode collectrice (couche de métal déposée sur le col du tube). L'anode collectrice est réunie à la masse du montage et la cathode est portée à un potentiel de — 1 500 V environ. Ce canon électronique fournit un faisceau d'électrons qui est dévié au moyen de deux champs magnétiques, de directions perpendiculaires, engendrés à l'aide de deux systèmes de bobines placés sur le col du tube.

— La *cible* se présente sous la forme d'une plaque rectangulaire ; c'est une feuille de mica de 10 à 20 μm d'épaisseur, dont la face arrière est recouverte d'une pellicule d'argent d'épaisseur uniforme (plaque-signal) tandis que sur la face avant se trouve une couche de globules photoélectriques, électriquement isolés les uns des autres (mosaïque). Pour former ces éléments photoélectriques, la plaque est tout d'abord argentée uniformément, puis elle subit un craquelage par étuvage avant d'être placée dans l'ampoule. Ensuite, tandis que le vide est fait, l'argent est légèrement oxydé en même temps qu'une couche monomoléculaire de césium est projetée sur lui. Un étuvage sous vide à 200 °C provoque la réduction de l'argent et l'oxydation du césium ; chacun des globules constitue alors une cellule photoélectrique (V. t. 1, Électronique, chap. 20). La plaque-signal étant séparée des globules par un diélectrique, chacun d'eux forme un condensateur élémentaire avec cette plaque-signal. La mosaïque est ainsi couplée à la plaque-signal par l'intermédiaire d'un très grand nombre de minuscules condensateurs présentant des capacités proches de 1 pF/mm² (fig. VIII-2).

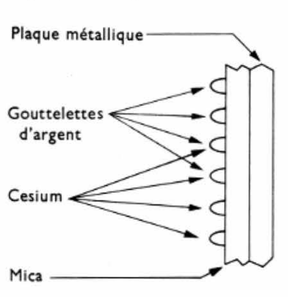


Fig. VIII-2

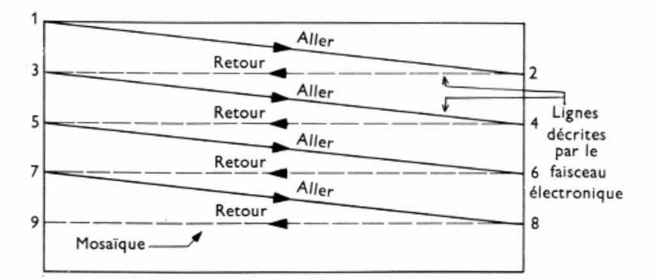
Constitution de la mosaïque d'un iconoscope

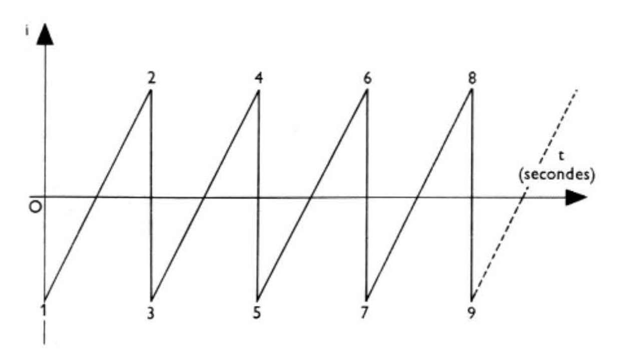
— Le *système optique* est placé à l'avant de l'iconoscope. L'axe optique du système est normal à la mosaïque et il passe par le centre de celle-ci. L'image à transmettre est formée sur la mosaïque même.

1.2. Analyse de l'image. — L'analyse de l'image est réalisée au moyen d'un faisceau électronique qui balaye successivement les points de l'image, c'est-à-dire la mosaïque. Nous allons voir que, grâce à ce faisceau, chaque condensateur élémentaire de la cible est relié à tour de rôle à la portion du circuit de sortie formée de l'anode collectrice, du générateur *G* et de la résistance *R*. Mais, avant d'aborder le processus mis en œuvre, nous allons préciser comment est réalisé le balayage.

Dans la quasi-totalité des systèmes de télévision, l'image est explorée ligne par ligne, toujours dans le même sens, avec retour au point initial dès que l'image a été entièrement balayée. La déviation horizontale du faisceau électronique est obtenue par l'action d'un champ magnétique vertical et la déviation verticale par l'action d'un champ magnétique horizontal. Lorsque les deux champs magnétiques sont simultanément appliqués, le faisceau est soumis à deux forces dont la résultante impose la trajectoire.

Pour dévier le faisceau d'une extrémité à l'autre de la ligne (par exemple de gauche à droite), le courant dans les bobines de déviation horizontale croît linéairement pendant la presque totalité du temps accordé pour l'analyse d'une ligne. Le retour est réalisé en faisant décroître ce courant en un temps très court, de façon à ramener très rapidement le champ magnétique à sa valeur initiale. La figure VIII-3 montre les variations des courants dans les bobines de déviation en fonction du temps (les courbes représentatives sont dites en dents de scie).





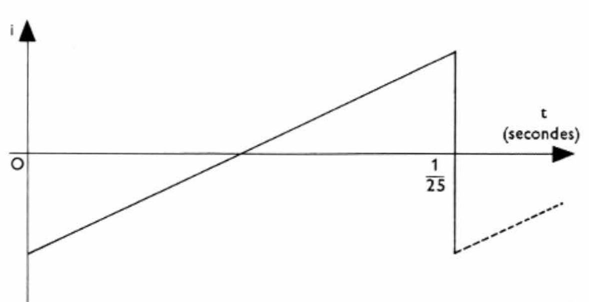


Fig. VIII-3 — Balayage simple à retour négligeable

Les lignes d'analyse ne sont pas exactement des horizontales puisqu'il y a simultanément déplacement transversal d'une extrémité à l'autre de l'écran et déplacement suivant la direction verticale. Néanmoins, l'inclinaison de ces lignes est faible car, dans une image, elles sont en très grand nombre.

Le balayage de la mosaïque étant précisé, nous pouvons maintenant indiquer comment l'iconoscope permet d'élaborer un signal électrique à partir de l'image projetée sur la cible.

Pour clarifier cet exposé, nous allons tout d'abord examiner l'état électrique de chaque globule de la mosaïque

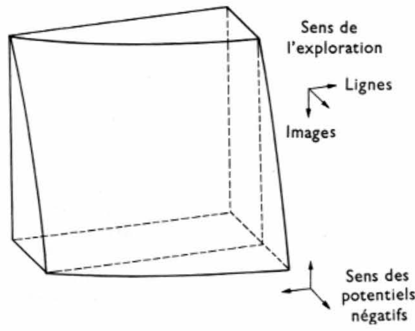


Fig. VIII-4 — Potentiel de la mosaïque de l'iconoscope

A D B C

Fig. VIII-5

Défaut de l'iconoscope : la tache

a b c d e

Fig. VIII-6 — Correction électrique de la tache de l'iconoscope

lorsque celle-ci est dans l'obscurité. Pendant le déplacement du faisceau électronique de balayage (réalisé de droite à gauche et de bas en haut sur la mosaïque, car le système optique fournit une image inversée par rapport à l'objet), à chaque point d'impact du faisceau se produit une importante émission d'électrons dits secondaires. Ce sont des électrons du corps photoélectrique qui ont été heurtés par des électrons animés de grande vitesse, et des électrons du faisceau qui sont ressortis de la cible après avoir perdu une partie de leur énergie au cours de chocs.

Ainsi, chaque globule bombardé, d'une part reçoit des électrons du faisceau et, d'autre part, en perd, mais le nombre d'électrons perdus est bien supérieur à celui des électrons reçus et le potentiel du globule devient positif. Les électrons secondaires sont captés par l'anode collectrice tant que le potentiel du globule est inférieur à celui de cette électrode. Le potentiel du globule augmentant, les électrons secondaires sont attirés vers la mosaïque et un équilibre s'établit : le nombre d'électrons quittant la mosaïque devient égal au nombre d'électrons apportés par le faisceau. Ainsi, lors du passage du faisceau, chaque cellule élémentaire de la mosaïque atteint un potentiel d'équilibre positif par rapport à l'électrode collectrice et voisin de + 3 V. Lorsque le point d'impact est situé sur l'élément suivant de la mosaïque, le globule qui vient d'être balayé reçoit de nombreux électrons et, progressivement, son potentiel tend vers une valeur voisine de — 1,5 V.

L'exploration d'un point non éclairé de la mosaïque engendre donc une variation de potentiel de 4,5 V (puisque le potentiel passe de — 1,5 V à + 3 V) dans le circuit de sortie.

Les mêmes phénomènes se produisent lorsque la mosaïque est éclairée, mais les variations de potentiel obtenues ne sont pas obligatoirement les mêmes. En effet, chaque globule éclairé émet un certain nombre d'électrons (effet photoélectrique) et, avant l'exploration, le potentiel de chacun d'eux n'est pas — 1,5 V comme dans le cas précédent : la variation de potentiel dépend alors de l'éclairement du point analysé. Il en est de même de l'émission secondaire et du courant résultant du passage des électrons secondaires de la mosaïque vers l'anode collectrice ; ce courant traverse la résistance R du circuit de sortie, ce qui permet d'obtenir une chute de tension et donc un signal de sortie fonction de l'éclairement du point analysé. Nous pouvons remarquer que les parties claires de l'image (c'est-à-dire celles pour lesquelles l'émission photoélectrique est importante) correspondent aux courants de sortie les plus faibles, tandis que les parties sombres correspondent aux courants de sortie les plus grands : l'intensité du courant dans la résistance R décroît quand l'éclairement augmente.

La tension de sortie u d'un iconoscope n'est pas proportionnelle à l'éclairement E du globule analysé ; elle est donnée par l'expression suivante :

$$u = kE^{\gamma}$$

dans laquelle k est une constante alors que γ est un exposant compris entre 0,3 et 0,7 selon le tube (il est appelé le *gamma du tube*). En d'autres termes, l'iconoscope diminue les contrastes.

1.3. Défauts de l'iconoscope. — L'iconoscope présente deux défauts : la « *tache* » et le « *traînage* ».

1.3.1. La tache. — Tous les électrons secondaires ne sont pas recueillis par l'anode collectrice et un grand nombre d'entre eux retombent sur la mosaïque où ils contribuent à fixer localement le potentiel. Cependant, du fait du balayage asymétrique qui est lent de droite à gauche et de bas en haut et rapide dans les sens opposés, les électrons secondaires sont inégalement répartis et, sur la mosaïque, le potentiel n'est pas uniforme (fig. VIII-4). Cela constitue un grave inconvénient car, à une image éclairée uniformément, correspond un signal équivalent à celui d'une image sombre dans un angle et dont la luminosité croît suivant la diagonale (fig. VIII-5) ; la forme et l'amplitude de cette tache varient avec l'image transmise. Il est possible de corriger ce défaut comme nous allons le voir en prenant un exemple. Le signal d'image de la figure VIII-6 a se traduit par un courant déformé (fig. VIII-6 b) ; pour supprimer ce défaut, il suffit de superposer un premier signal de correction, dit d'inclinaison (fig. VIII-6 c), puis un signal de correction de courbure (fig. VIII-6 d). Cette double correction est réalisée sur les signaux de ligne et sur les signaux d'image. Un équipement de caméra comporte quatre générateurs de signaux de correction de tache commandés par l'opérateur de la caméra de prises de vues.

1.3.2. Le traînage. — Le deuxième défaut de l'iconoscope consiste en une traînée blanche, visible après les portions noires de l'image (fig. VIII-7). Elle s'explique en

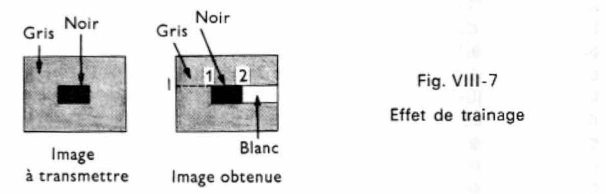


Fig. VIII-7

Effet de traînage

considérant les variations de potentiel des globules de la mosaïque. Pendant le balayage des lignes situées au-dessus de la ligne *l*, une partie des électrons secondaires est captée par l'anode collectrice et l'autre partie retombe normalement sur la mosaïque, la rendant moins positive. Lorsque le faisceau balaye la partie noire 1-2 qui est à un potentiel négatif, car peu de photons ont été émis par les globules peu ou pas éclairés, la plupart des électrons secondaires sont attirés par l'anode collectrice et les parties de la mosaïque qui sont éclairées restent très positives. Lorsque le faisceau analyseur parvient au point 2, la partie grise de la ligne *l* se trouve à un potentiel positif plus grand que les lignes précédentes (au-dessus de la ligne *l*) et le signal de sortie correspond donc à une valeur trop claire sur l'image.

2. SUPERICONOSCOPE (ICONOSCOPE-IMAGE)

Tandis que dans l'iconoscope la mosaïque permet l'émission des photoélectrons et l'accumulation des charges, dans le supericonoscope, ces deux fonctions sont séparées. L'image à transmettre est projetée sur une photocathode formée d'une couche conductrice et transparente déposée sur la face interne d'une ampoule de verre (fig. VIII-8). Chaque parcelle de cette photocathode émet

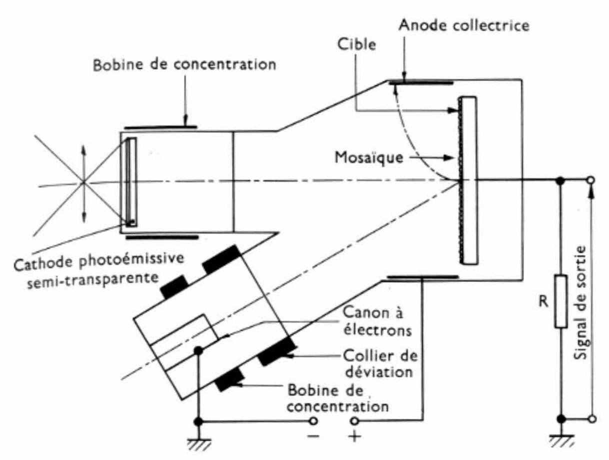


Fig. VIII-8 — Supericonoscope (iconoscope-image)

des électrons (en un point déterminé, le nombre d'électrons émis dépend de l'éclairement) qui se trouvent soumis, d'une part, au champ magnétique d'une bobine de concentration et, d'autre part, à un champ électrique accélérateur obtenu entre une anode accélératrice et la photocathode. Ces photoélectrons sont arrêtés par une cible semblable à celle d'un iconoscope (feuille de mica portant une plaque-signal et une mosaïque à forte émission secondaire). Les processus d'accumulation des charges sur la mosaïque et d'obtention du signal de sortie sont les mêmes que pour l'iconoscope.

Le supericonoscope est plus sensible que l'iconoscope, mais les défauts de luminance ne sont pas supprimés. Des supericonoscopes plus perfectionnés ont été construits pour remédier à ces inconvénients (superémitron en Angleterre, rieseliko en Allemagne).

Supericonoscopes et iconoscopes nécessitent une grande tension anodique pour leur fonctionnement. Les vitesses des électrons atteignent des valeurs importantes et tous les électrons secondaires (dus au balayage) ne sont pas collectés: il y a redistribution d'une partie d'entre eux sur la cible. Afin de limiter l'émission secondaire et la tache qui l'accompagne, dans certains tubes analyseurs, dits à électrons lents, les électrons du faisceau analyseur sont freinés avant le point d'impact.

lumière. La mosaïque et la cathode du canon à électrons sont au même potentiel. De ce fait, les électrons de balayage atteignent la mosaïque avec une *vitesse très faible*, l'émission secondaire est supprimée, mais la concentration du faisceau électronique est rendue plus difficile. Des résultats satisfaisants sont obtenus en diaphragmant fortement le faisceau dans l'anode A_1 et en disposant une bobine *B* autour du tube, afin de créer un champ magnétique axial H_a.

La déflexion du faisceau analyseur résulte de l'action de deux champs perpendiculaires: un champ magnétique pour la déviation verticale ou « images » et un champ électrique pour la déviation horizontale ou « lignes ». Le premier est obtenu à l'aide des bobines *B'* et *B''*, le second au moyen de deux plaques *P* et *P'*.

Sous l'action de la lumière, chaque élément de la mosaïque émet des électrons et se charge positivement; ces électrons sont attirés vers l'anode A_1. Lorsque la cible est balayée par le faisceau analyseur, d'autres électrons sont apportés aux différents points de la mosaïque et la charge positive acquise par chacun d'eux est automatiquement compensée. Cela entraîne le passage d'un courant dans la résistance *R*; le signal de sortie prélevé aux bornes de cette résistance varie proportionnellement à l'éclairement des points analysés. Ce tube présente plusieurs avantages: absence d'émission secondaire et donc absence de « tache », sensibilité environ cinq fois supérieure à celle d'un iconoscope. Comme le signal de sortie est proportionnel à l'éclairement, le gamma de ce tube est égal à 1 et il n'y a pas compression des contrastes. Il permet l'utilisation d'objectifs à courtes focales, ce qui augmente la profondeur de champ.

Avec ce tube, la définition de l'image est limitée à huit cents lignes environ.

4. TUBE IMAGE-ORTHICON

Tube à électrons lents, le tube image-orthicon est de structure plus complexe que le supericonoscope et l'orthicon. Il comprend trois parties principales: une section-image, une section-balayage et une section-multiplication des électrons (fig. VIII-10). Une image optique est formée sur une photocathode semi-transparente *P* qui est portée à un potentiel négatif (par exemple: — 600 V) par rapport à la cible *C*. Ensuite, les photoélectrons sont soumis à

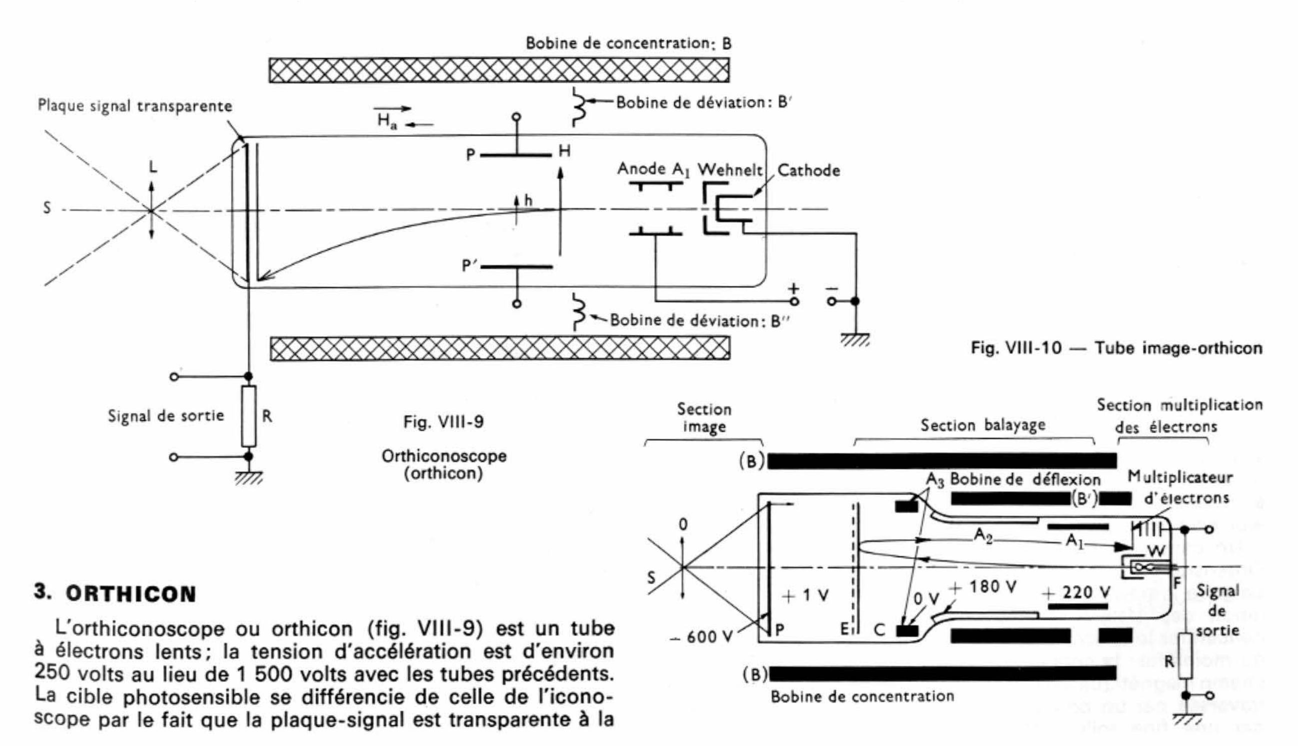


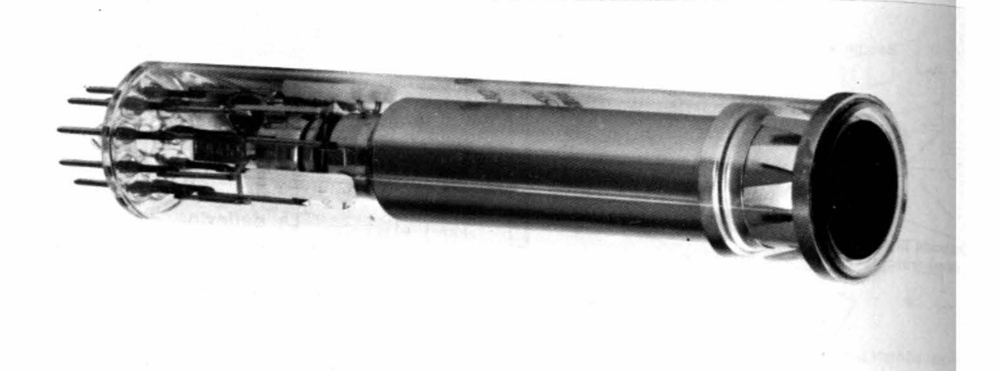
Fig. VIII-9

Orthiconoscope (orthicon)

Fig. VIII-10 — Tube image-orthicon

3. ORTHICON

L'orthiconoscope ou orthicon (fig. VIII-9) est un tube à électrons lents; la tension d'accélération est d'environ 250 volts au lieu de 1 500 volts avec les tubes précédents. La cible photosensible se différencie de celle de l'iconoscope par le fait que la plaque-signal est transparente à la



Tube vidicon
(*R.T.C.*)

l'action d'un champ magnétique axial et d'une tension d'accélération convenable pour former une véritable image électrique sur une cible *C* qui est une feuille de verre très mince, d'épaisseur voisine de 5 micromètres. Devant la cible, à une distance de 0,05 mm, est disposé un écran *E* constitué par une grille à mailles fines (environ 20 mailles par millimètre), qui est porté à un potentiel voisin d'un volt par rapport à l'anode A_3 dont le potentiel est nul. Les électrons qui sont extraits de la photocathode traversent l'écran et frappent la cible, entraînant une émission secondaire. Les particules ainsi arrachées à la cible sont captées par l'écran *E*. Chaque point de la face bombardée de la cible prend une charge positive proportionnelle à l'éclairement du point de l'image auquel il correspond. Dans le diélectrique de la cible, cette charge se transmet par capacité sur l'autre face qui est balayée par un faisceau d'électrons lents (les électrons, émis par la cathode, ne peuvent arriver à grande vitesse car les différentes anodes A_1, A_2 et A_3 sont portées à des potentiels positifs décroissants par rapport à la cathode).

La déviation du faisceau s'obtient à l'aide de champs magnétiques engendrés au moyen des bobines *B'*. Un champ magnétique axial, fourni par une bobine *B'*, permet de concentrer le faisceau.

Les électrons arrivent au contact de la cible à une vitesse nulle et, en chaque point, est déposé un nombre de charges négatives proportionnel à la charge positive accumulée, donc proportionnel à l'éclairement. Les électrons excédentaires reviennent en arrière sous l'action du champ électrique dû aux anodes A_2 et A_1 et ils frappent la cible d'un multiplicateur d'électrons. Un courant traverse alors une résistance *R*; la d.d.p. aux bornes de cet élément constitue le signal de sortie du tube. Cette tension est donc inversement proportionnelle à la charge du point considéré, c'est-à-dire à l'éclairement du point image correspondant. La sensibilité du tube image-orthicon est à peu près cinq cents fois plus grande que celle de l'iconoscope et du même ordre de grandeur que celle de l'œil. Il est possible de réaliser des prises de vues à la lueur d'une allumette, c'est-à-dire pour un éclairement voisin de 0,2 lux. Cet analyseur est très employé, car il est utilisable même en cas de grandes différences d'éclairages. Il présente cependant deux graves défauts : bruit de fond important et risque d'emballement en éclairage intense.

5. TUBE VIDICON

Ce tube analyseur, également à électrons lents (fig. VIII-11), comporte une cible particulière formée d'éléments photorésistants (c'est-à-dire de corps comme le sélénium et le sulfure de thallium dont la résistance est fonction de leur éclairement; V. t. 1, Électronique, chap. 20).

Un canon à électrons fournit le faisceau de balayage; l'intensité de celui-ci dépend du potentiel de la grille 1. La grille 2, positive par rapport à la grille 1, assure l'accélération des électrons, tandis que la grille 3 permet de concentrer le faisceau sur la cible et d'obtenir un spot plus ou moins fin; la concentration est améliorée à l'aide d'un champ magnétique axial produit par une bobine extérieure *B* traversée par un courant constant. La grille 4, constituée par une fine toile métallique, a une configuration qui assure l'uniformité du champ créé au voisinage de la cible; ainsi, le faisceau d'électrons arrive toujours perpendiculairement à la cible quel que soit l'angle d'incidence avec la grille 4.

La plaque-signal est formée d'une couche conductrice et transparente disposée sur la partie interne de la face avant du tube; l'autre face de la cible est recouverte d'une mince couche de substances photorésistantes (ou photoconductrices). La couche conductrice est reliée à une résistance *R* par un anneau de métal. En un point, la résistance électrique de la couche photoconductrice dépend de la quantité de lumière reçue localement; elle diminue quand l'éclairement augmente. Par ailleurs, chaque point de la plaque-signal est soumis à une d.d.p., car un côté est porté à un potentiel positif (+ 20 à 30 volts), tandis que l'autre est pratiquement au potentiel de la cathode lorsqu'il est bombardé par le faisceau électronique (le circuit électrique résistance *R*-plaque-signal est fermé par l'intermédiaire de ce faisceau). Pendant la durée qui sépare deux passages successifs du faisceau analyseur, la couche photoconductrice se charge positivement et il est possible d'obtenir un potentiel de quelques volts par rapport à la cathode. Dès que le faisceau électronique atteint un point de la cible, il se produit la neutralisation de la charge positive par les électrons du faisceau et le potentiel du point devient égal à celui de la cathode. Il en résulte un passage d'électrons à travers la résistance *R*, aux bornes de laquelle est prélevé le signal de sortie. La sensibilité de ce tube est très grande.

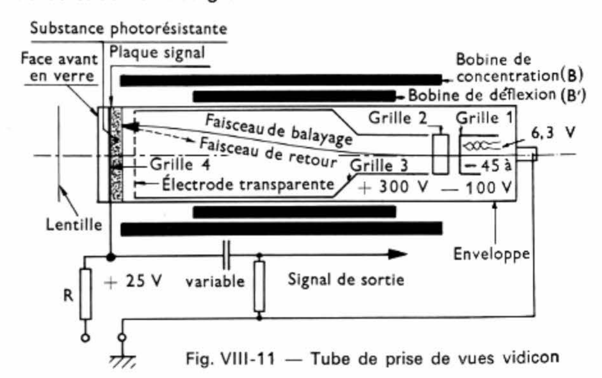


Fig. VIII-11 — Tube de prise de vues vidicon

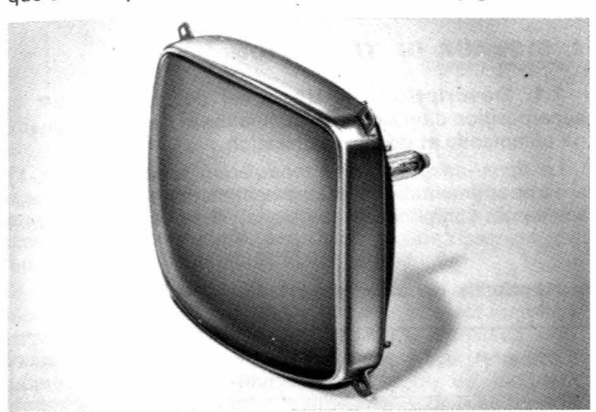
6. TUBE PLUMBICON

Ce tube comporte une cible photoconductrice qui est une couche de protoxyde de plomb de 10 à 20 micromètres d'épaisseur; les cristaux qui constituent cette couche ayant des dimensions comprises entre 0,1 et 1 micromètre, le pouvoir de résolution de ce tube est très grand. Par ailleurs, la nature du matériau photoconducteur et sa très faible épaisseur font que ce tube présente une très faible rémanence, propriété extrêmement intéressante pour les prises de vues en télévision. Avec cet analyseur il est également possible d'obtenir des courbes de réponse spectrale élargies dans le domaine des infrarouges (par exemple, en dopant le protoxyde de plomb avec du sulfure de plomb). Cette possibilité est notamment exploitée en télévision en couleurs.

TUBES RÉCEPTEURS

Un tube récepteur est conçu pour reconstituer une image optique à partir des signaux électriques qui lui sont appliqués. Les divers tubes récepteurs utilisés mettent en œuvre les mêmes principes et nous présenterons ici un tube qui équipe un récepteur de télévision monochrome (dit noir et blanc). Nous verrons ultérieurement la constitution d'un tube récepteur pour télévision en couleurs (V. chap. 11).

Un tube récepteur est un tube cathodique à déviation magnétique (V. t. 1, Électronique, chap. 2). Le canon électronique fournit un faisceau d'électrons dont l'intensité dépend de la d.d.p. entre le wehnelt et la cathode ainsi que des d.d.p. entre les anodes et la cathode (fig. VIII-12).



Tube cathodique pour poste récepteur de télévision
(*Jaanus-Thorn Radio valves and tubes ltd*)

L'écran est formé en déposant sur le fond du tube des poudres dites cathodoluminescentes, car elles ont la propriété de s'illuminer sous l'effet d'un bombardement électronique. Pour un tube récepteur noir et blanc, il faut un mélange judicieux de poudres, certaines à luminance bleue, d'autres à luminance verte (composé de sulfure de zinc, de cadmium et d'argent par exemple) pour que le spectre des radiations émises se rapproche le plus possible de celui de la lumière blanche. Cette couche cathodoluminescente est de faible épaisseur afin de réduire les pertes de lumière vers l'avant de l'écran.

À tour de rôle chaque point de l'écran est frappé par le faisceau d'électrons et il devient plus ou moins lumineux. La tension d'accélération ayant une valeur déterminée, l'intensité du rayonnement émis par ce point dépend du nombre d'électrons qu'il reçoit. Comme ce nombre peut être modifié au moyen de la d.d.p. cathode-wehnelt, en général, le signal vidéo est appliqué entre la cathode et la masse, tandis que le wehnelt est maintenu à un potentiel constant. Ainsi, lorsque la cathode est rendue moins positive par rapport au wehnelt, le nombre d'électrons du faisceau croît (de même que l'intensité de celui-ci) et le point d'impact sur l'écran paraît plus blanc. Au contraire, lorsque la cathode est rendue plus positive par rapport au wehnelt, le nombre d'électrons du faisceau décroissant, le point d'impact semble gris. Évidemment, le point de l'écran reste noir en cas de blocage du faisceau électronique.

Pour reproduire les différents points de l'image à transmettre, l'écran est balayé par le faisceau électronique de la même façon que la cible dans un tube analyseur. La déviation du faisceau électronique est obtenue à l'aide de champs magnétiques (l'un de direction verticale et l'autre de direction horizontale) engendrés par deux groupes de bobines placés sur le col du tube. Les tensions de balayage des tubes récepteurs sont synchronisées sur celles du tube analyseur qui fournit le signal vidéo correspondant à l'image reproduite afin que celle-ci soit convenablement disposée sur l'écran.

Après un certain temps de fonctionnement, une tache circulaire peut se former au centre de l'écran, car il est frappé par des ions négatifs émis par la cathode. Ceux-ci sont accélérés de la même façon que les électrons, et comme leur masse est grande comparée à celle des négatons, la déviation magnétique ne modifie pas sensiblement leur trajectoire : à leur point d'impact sur l'écran,

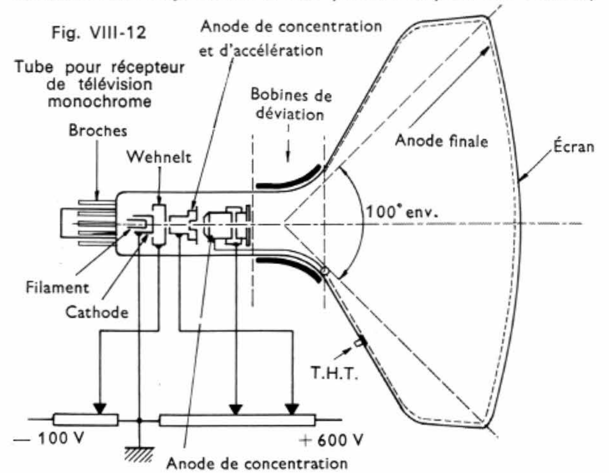
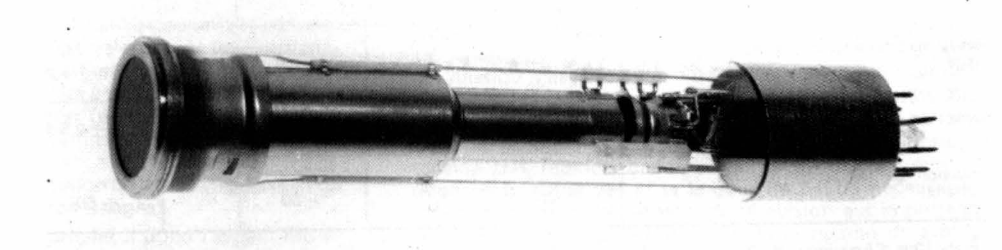


Fig. VIII-12
Tube pour récepteur de télévision monochrome

la couche luminescente peut être détruite. Pour éviter ce risque, la cathode peut être inclinée par rapport à l'axe du tube et, à hauteur du canon, le col est muni d'un petit aimant permanent dont le champ permet de dévier le faisceau d'électrons uniquement ; il est dirigé vers l'écran luminescent, tandis que les ions négatifs n'atteignent pas celui-ci. Une autre solution est très souvent utilisée : la matière luminescente de l'écran est recouverte intérieurement d'une mince couche de métal qui ne peut arrêter les électrons, mais qui est assez épaisse pour ne pas être traversée par les ions. L'écran métallisé est relié à la haute tension afin d'obtenir un écoulement rapide des électrons et d'éviter ainsi la création d'une charge d'espace.

L'intérieur d'un tube récepteur est également recouvert d'une couche de graphite pour éviter que la lumière, renvoyée par la couche luminescente vers l'intérieur du tube, ne produise un éclairage général de l'écran et une diminution du contraste. Par ailleurs, cette couche sert d'anode finale d'accélération : elle est portée à un potentiel positif voisin de 15 à 17 kV.

La luminance d'un tube récepteur dépend de la matière luminescente constituant l'écran, de l'intensité du faisceau et aussi de la tension d'accélération finale. Cette luminance n'est pas proportionnelle à la tension de contrôle v (d.d.p. cathode-wehnelt) ; elle est donnée par la relation suivante : $L = kv^{\gamma}$. L'exposant γ, appelé le gamma du tube récepteur, est compris entre 1,5 et 2 ; il y a donc augmentation du facteur de contraste dans un tube récepteur. Dans une certaine mesure, cela compense l'atténuation due au tube analyseur (V. ci-dessus).



Tube plumbicon
(*R.T.C.*)

CHAPITRE IX
ÉMISSION DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION

Le signal de sortie d'un tube analyseur, appelé *signal-image* ou *signal de luminance*, ou *signal vidéo* (car son spectre de fréquences s'étend jusqu'aux vidéofréquences) peut être utilisé pour moduler une tension. Après amplification, celle-ci permet d'obtenir le courant d'alimentation d'une antenne lorsqu'une transmission radioélectrique est désirée. Les principes mis en œuvre pour l'émission de signaux radioélectriques ayant déjà été étudiés (V. chap. 4), nous nous bornerons à présenter quelques particularités propres aux signaux de télévision.

1. STANDARDS DE TÉLÉVISION

Diverses solutions se sont révélées également utilisables pour l'émission des signaux de télévision. Celles qui ont été retenues impliquent l'emploi de signaux présentant un ensemble de caractéristiques bien déterminées, chaque ensemble constituant un *standard de télévision*. La désignation d'un standard comprend un nombre et une lettre, la première de ces indications correspondant au nombre de lignes de balayage horizontal d'une image complète (tableau I). Pour comprendre les différences entre les divers standards, il est maintenant nécessaire d'étudier plus précisément les signaux de télévision.

2. SIGNAUX DE TÉLÉVISION

2.1. Description. — Un signal de télévision est la superposition d'un signal de luminance et de divers signaux de commande et de synchronisation.

Le *signal-image* est dit à *modulation positive* (fig. IX-1) si à une augmentation d'éclairement correspond un accroissement de l'amplitude de ce signal ; il est dit à *modulation*

Tableau I : Caractéristiques des standards de télévision

	405 G	525 A	625 B	625 E	625 F	625 G	625 R	819 F
Largeur du canal (en mégahertz)	5	6	7	7 ou 8 B G	8	8	8	13,15
Largeur du spectre vidéo (en mégahertz)	3	4	5	5	6	5,5	6	10,4
Écart entre la porteuse son et la porteuse image (en mégahertz)	3,5	4,5	5,5	5,5	6,5	6	6,5	11,15
Bande résiduelle (en mégahertz)	0,75	0,75	1,25	0,75	1,25	1,25	0,75	1
Modulation image	+ positive	— négative	+ positive	— négative	+ positive	— négative	— négative	+ positive
Modulation son (AM : amplitude modulée ; FM : fréquence modulée)	AM	FM	AM	FM	AM	FM	FM	AM
$\frac{\text{Fréquence porteuse image}}{\text{Fréquence porteuse son}}$	$\frac{4}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{4}{1}$	$\frac{5}{1}$	$\frac{8}{1}$	$\frac{5}{1}$	$\frac{5}{1}$	$\frac{4}{1}$
Nombre de lignes	405	525	625	625	625	625	625	819
Fréquence du balayage horizontal (en hertz)	10 125	15 750	15 625	15 625	15 625	15 625	15 625	20 475
Fréquence du balayage vertical (en hertz)	50	60	50	50	50	50	50	50
Entrelacement	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$	$\frac{2}{1}$
Niveau minimal de la porteuse image	1,5 % ± 1,5	7,5 % ± 7,5	1,5 ± 1,5		3 %	11,25% ± 1,25	10 %	3 %
Niveau de suppression	30 % ± 3 %		25 % ± 2,5 %	75 % ± 2,5 %	30 %	75 % ± 2,5 %	75 % ± 2,5 %	25 % ± 2,5 %
Excursion de fréquence (en kilohertz)		± 25		± 50		± 50	± 50	

A : États-Unis d'Amérique ; B : Belgique ; E : Europe (C.C.I.R.) ; F : France ; G : Grande-Bretagne ; R : Europe de l'Est (O.I.R.T.).

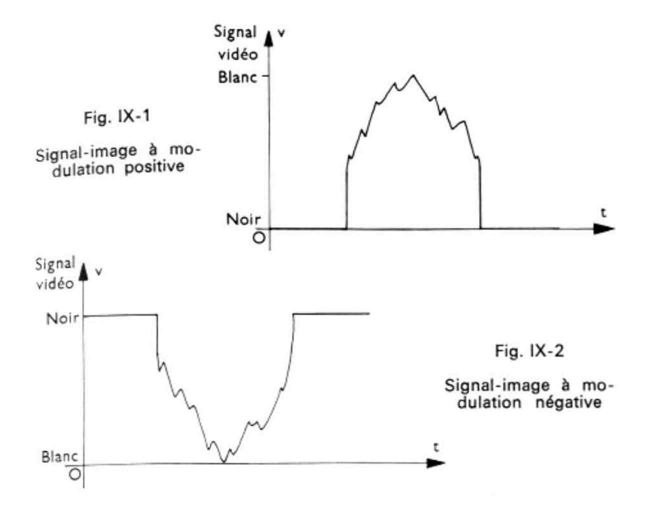


Fig. IX-1

Signal-image à modulation positive

Fig. IX-2

Signal-image à modulation négative

négative dans le cas contraire (fig. IX-2). Les signaux de commande et de synchronisation sont ajoutés au signal de luminance pour obtenir une reproduction correcte de l'image, comme nous allons le voir à présent :

— Pour que le retour du spot en début d'image ou en début de ligne soit invisible, le signal-image est remplacé par une tension négative convenable, ou *signal de suppression*, durant le temps nécessaire à ce retour. La suppression du signal-image est obtenue en bloquant l'émission électronique dans le tube analyseur (une tension parasite serait recueillie entre les bornes de sortie de ce tube si le balayage de la cible n'était pas supprimé durant ce retour). Le signal de suppression produit le même effet dans le tube récepteur, l'amplitude de ce signal correspondant au niveau du noir (c'est-à-dire à la valeur nécessaire pour obtenir un point noir sur l'écran).

— Les *signaux de synchronisation* permettent d'obtenir que le faisceau électronique d'un tube récepteur reproduise fidèlement les déplacements du faisceau électronique du tube analyseur qui fournit le signal-image. Le générateur qui assure le balayage horizontal dans le tube récepteur est synchronisé avec celui du tube analyseur au moyen de signaux de *synchronisation de lignes* ajoutés au signal de luminance après chaque ligne d'analyse. Le générateur qui commande le balayage vertical est synchronisé à l'aide de signaux de *synchronisation d'images* ajoutés après chaque demi-image. Dans le signal complet, appelé *signal vidéo-composite*, ces différents signaux ont des amplitudes bien déterminées : une fraction comprise entre 70 et 75 % de l'amplitude totale est réservée aux signaux de luminance et le reste est disponible pour les signaux de synchronisation.

Pour préciser ce qui vient d'être dit, examinons le signal vidéo-composite correspondant à la ligne d'une image blanche, traversée en son milieu par une ligne verticale noire

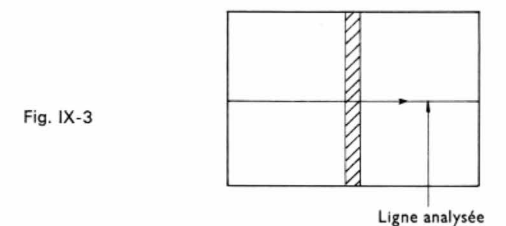


Fig. IX-3

(fig. IX-3). Ce signal peut être considéré comme la somme :

— d'un signal vidéo, qui est équivalent à une tension variable superposée à une tension continue fonction de la luminosité ou teinte moyenne de l'image à transmettre (fig. IX-4 a) ;

— d'un signal de suppression (un tel signal est appliqué à la fin de chaque ligne et à la fin de chaque demi-image, fig. IX-4 b) ;

— d'un signal de synchronisation de lignes (fig. IX-4 c) ou tops-lignes (et d'images ou tops-images).

Pour une ligne, le signal complet a donc l'aspect représenté sur la figure IX-4 d. Comme la durée des signaux de

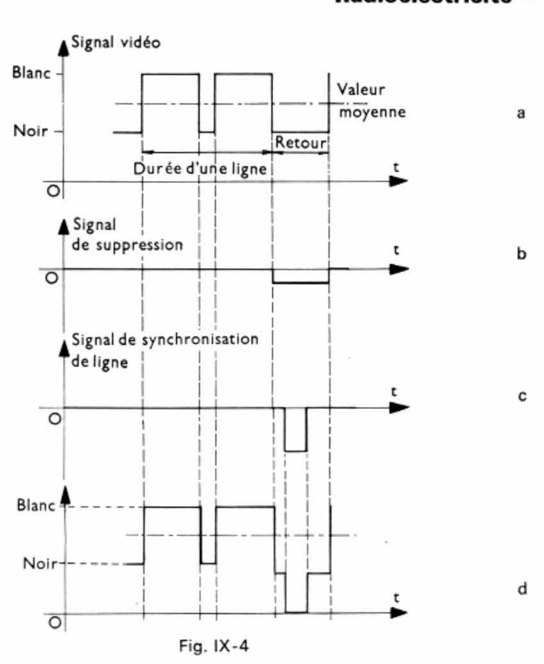


Fig. IX-4

suppression est supérieure à celle des tops de synchronisation, il apparaît deux paliers situés de part et d'autre des tops ; ils sont appelés respectivement *palier avant* et *palier arrière*. Ils sont utiles pour ramener le signal vidéo-composite au niveau du noir à la fin et au début de chaque ligne. Par ailleurs, ils permettent une synchronisation précise à partir du front avant (il n'en serait pas de même si la fin de la ligne correspondait au niveau du blanc).

2.2. Exemple. — Pour le standard 625 F, l'analyse se fait à raison de 625 lignes par image et de 50 demi-images ou trames par seconde. La fréquence du balayage horizontal est de 15 625 Hz. Sur les 625 lignes, cinquante (soit vingt-cinq lignes par demi-image) sont utilisées pour la synchronisation verticale. Ainsi, le nombre de lignes visibles est de 575. La durée d'un cycle de ligne est de 64 microsecondes, y compris la durée du retour horizontal. Les impulsions de synchronisation horizontales sont situées entre un palier avant de $1{,}4 \pm 0{,}2$ microsecondes et un palier arrière de 5,4 à 6,4 microsecondes. La durée réservée au retour est d'environ 12 microsecondes, ce qui laisse 52 microsecondes pour la transmission de la luminance des points d'une ligne. La durée de suppression du signal de luminance (permettant le retour vertical du spot de bas en haut de l'écran du récepteur) est égale à celle de 25 lignes (2,5 lignes pour la préégalisation, 2,5 lignes pour la durée du signal de synchronisation verticale, 2,5 lignes pour la post-égalisation et 17,5 lignes au niveau du noir, et cela pour chaque demi-image). La durée réservée au retour de trame est de $25 \times 64 = 1\,600$ microsecondes sur les 20 000 microsecondes que dure le cycle de trame.

Le tableau de la page 573 donne les principales caractéristiques des différents standards utilisés dans le monde.

3. BANDE DE FRÉQUENCES À TRANSMETTRE

Le signal vidéo-composite est utilisé pour moduler une porteuse haute fréquence en amplitude. Le spectre de fréquences du signal modulé comporte donc des bandes latérales symétriques par rapport à la fréquence porteuse (V. chap. 3). Dans le cas le plus général, la tension de modulation n'est pas sinusoïdale et c'est la composante du spectre, dont la fréquence est la plus grande, qui détermine la largeur de la bande occupée dans le domaine hertzien. Comme le signal vidéo correspond à des variations de tension très rapides, certaines composantes ont des fréquences très grandes et la largeur de bande nécessaire à une transmission de signaux de télévision est importante. Nous allons voir qu'elle dépend de la qualité de l'image désirée.

Standards de télévision : exemples correspondants à la figure IX-4

Standard européen V.H.F. et U.H.F. (625 F U.H.F., 625 B V.H.F. et U.H.F.) Signaux de synchronisation (H: durée d'une ligne)

Standard 819 F

Standard 405 G

Standard 525 A

Standard 625 E

Tableau II

Principales caractéristiques des standards utilisés dans le monde

	405 G	525 A	625 E	625 B	625 F (norme L)	625 R	819 F (norme E)
Valeur de crête du blanc	100 %	7,5 % ± 7,5 %	11,25 % ± 1,25 %	100 %	100 %	100 %	100 %
Niveau du noir	30 % ± 3 %	75 % ± 2,5 %	75 % ± 2,5 %	25 % ± 2,5 %	30 %	75 % ± 2,5 %	25 % ± 2,5 %
Niveau des signaux de synchronisation	0 à 3 %	100 %	100 %	0 à 3 %	3 %	⩾ 10 %	⩾ 3 %
Durée des signaux de synchronisation de trame (H : durée d'une ligne) . .	4 H (394,2 µs)	3 H (190,5 µs)	2,5 H (160 µs)	2,5 H (160 µs)	2,5 H (160 µs)	2,5 H (160 µs)	20 ± 1 µs 0,4 H
Durée du signal de suppression de trame	14 H ± 1 H	13 à 21 H	20 ± 2 H	19 à 31 H	23 H	27 ± 4 H	41 H
Durée des signaux de pré-égalisation		3 H	2,5 H	2,5 H	2,5 H	2,5 H	
Durée des signaux de post-égalisation		3 H	2 H	2,5 H	2,5 H	2,5 H	
Durée du balayage-ligne (H)	98,7 µs	63,5 µs	64 µs	64 µs	64 µs	64 µs	48,84 µs
Durée du palier avant de l'impulsion de synchronisation d'une ligne	(1,75 ± 0,5) µs	1,27 µs	(1,25 ± 0,25) µs	(0,8 ± 0,16) µs	(1,4 ± 0,2) µs	(0,96 ± 0,32) µs	(0,55 ± 0,05) µs
Durée de l'impulsion de synchronisation d'une ligne................	8 à 10 µs	4,4 à 5,7 µs	5 ± 0,2 µs	5,76 ± 0,64 µs	4,8 ± 0,2 µs	5,12 ± 0,64 µs	2,5 ± 0,1 µs
Durée du palier arrière d'impulsion de synchronisation d'une ligne....	6 à 9 µs	⩽ 4,5 µs	6,3 à 7,2 µs	4,16 à 5,76 µs	5,4 à 6,4 µs	3,8 à 6,4 µs	5,9 à 6,6 µs
Temps d'établissement des impulsions de synchronisation	0,25 µs	⩽ 0,25 µs	0,3 ± 0,01 µs	⩽ 0,256 µs	0,2 ± 0,05 µs	⩽ 0,256 µs	0,12 ± 0,02 µs

3.1. Définition verticale et définition horizontale d'une image. — L'observation de l'image, reproduite sur un écran de téléviseur, est faite à une distance égale à quatre ou cinq fois la diagonale de l'écran. Ainsi, un téléspectateur se place à 2,5 m environ d'un écran 30 × 40 cm et de diagonale égale à 50 cm. Dans ces conditions, deux points apparaissent séparés lorsqu'ils sont vus sous un angle d'une minute au minimum, ce qui correspond à une distance de 0,75 mm entre les deux points. Cependant, pour obtenir de tels résultats, il faut que les conditions d'observation soient excellentes. En réalité, le contraste n'étant pas toujours bon, il est difficile de séparer des points distants de moins de 1,3 mm. Aussi, lorsqu'une image est formée de bandes horizontales alternées noires et blanches, arrive-t-il qu'un observateur confonde ces lignes si leur épaisseur devient suffisamment petite. Si, pour une image de hauteur H, la largeur limite est égale à α_e, nous dirons que la définition verticale de l'image est égale à :

$$D_v = \frac{H}{\alpha_e}$$

Cette expression peut s'interpréter d'une autre manière : c'est aussi le nombre de points d'image N_v que l'observateur peut distinguer sur une ligne verticale ($N_v = D_v$). De même, la définition horizontale d'une image de longueur L est égale à :

$$D_h = \frac{L}{\alpha_e}$$

C'est également le nombre de points d'image N_h que l'observateur peut distinguer le long d'une ligne horizontale ($N_h = D_h$).

Exemple : Si $\alpha_e = 0{,}50$ mm pour un écran dont la hauteur et la longueur sont respectivement égales à 30 et 40 cm, la définition verticale est égale à $D_v = N_v = \dfrac{300}{0{,}50} = 600$ (600 points dans le sens vertical) et la définition horizontale à $D_h = N_h = \dfrac{400}{0{,}50} = 800$.

Si le spot analyseur se présente sous la forme d'un cercle de diamètre égal à α_e (largeur limite d'une ligne noire ou blanche), l'image obtenue sur l'écran du récepteur n'est

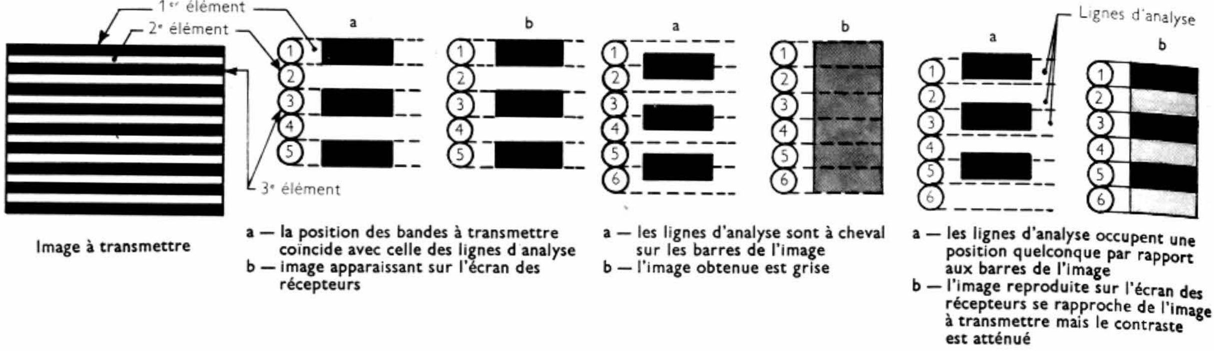


Fig. IX-5 — Anomalies provoquées par une analyse imparfaite d'une image

pas la même suivant que le spot d'analyse se déplace en coïncidence ou pas avec les lignes noires (fig. IX-5). Les études faites dans ce domaine conduisent à prendre la distance *d*, qui sépare deux bandes noires ou blanches, égale à $\frac{\alpha_e}{1,7}$, la diminution de contraste qui en résulte étant considérée comme acceptable. Par suite, la définition verticale devient égale à $N_{vl} = 1,7\,N_v = 1,7 \times 600 = 1\,020$.

3.2. Fréquence maximale du spectre d'un signal vidéo. — Le signal vidéo, correspondant à une image formée de barres verticales séparées par une distance *l*, est une tension de forme rectangulaire et de période *T*. Ce signal peut être décomposé en un signal continu (valeur moyenne), un signal sinusoïdal de fréquence $f = \frac{1}{T}$ et une série d'harmoniques du signal fondamental. Pour transmettre correctement de tels signaux, la bande passante des amplificateurs utilisés devrait être infinie. Pratiquement, si les barres verticales ont une largeur α_e, correspondant à la limite d'observation, il suffit de transmettre la composante sinusoïdale de fréquence fondamentale *f* : la bande de fréquences nécessaires est ainsi beaucoup plus réduite. Sur l'écran, cela se traduit par une succession de demi-teintes passant progressivement du noir au blanc (fig. IX-6).

Soit N_b le nombre total de lignes d'analyse par image et *n* le nombre d'images par seconde. La durée d'un cycle de ligne est $\frac{1}{N_b n}$ et le spot parcourt une ligne visible en $\frac{k_l}{N_b n}$ secondes si k_l est le facteur d'utilisation pour les lignes, c'est-à-dire le rapport entre la durée d'utilisation et la durée du retour. Une longueur 2 *l*, correspondant à la période *T*, est parcourue en $\frac{k_l}{N_b n} \times \frac{2\,l}{L}$; la fréquence correspondante est : $f = \frac{1}{T} = \frac{N_b n}{2\,k_l} \cdot \frac{L}{l}$. À la limite $l = \alpha_e$ nous obtenons une fréquence maximale égale à :

$$f = \frac{N_b n\,N_h}{2\,k_l}$$

Dans l'exemple précédent, le nombre de lignes d'analyse est 1 020, le nombre de points $N_h = 800$ et $k_l = 0,82$. Par suite, $f_{max} = \frac{1\,020 \times 25 \times 800}{2 \times 0,82} = 12,4$ MHz.

Le facteur d'utilisation de trame k_v (rapport entre la durée d'une trame et la durée de retour de trame) étant égal à 0,94, le nombre de lignes atteint 960 (0,94 × 1 020) ; cela correspond à une définition verticale égale à : $\frac{960}{1,7} = 565 = N_v = D_v$ au lieu de 600.

Le tableau suivant donne les valeurs des fréquences de balayage des images, des facteurs d'utilisation k_l et k_v et de la fréquence maximale f_{max} pour les principaux standards.

Nombre de lignes	Fréquence des images	k_v	k_l	f_{max}	Définition surfacique : $N_h . N_v$
405	25	0,93	0,82	3 MHz	130 000
525	30	0,95	0,84	4 MHz	150 000
625	25	0,94	0,82	5 MHz	218 000
819	25	0,9	0,805	10 MHz	410 000

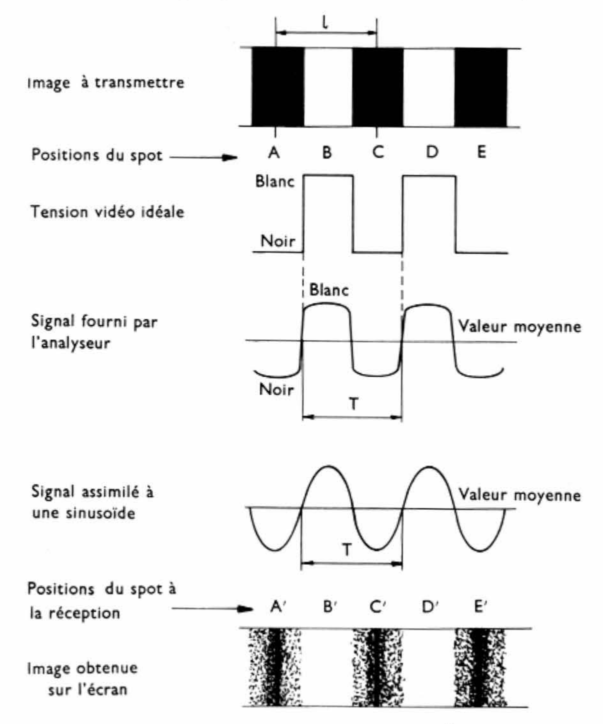
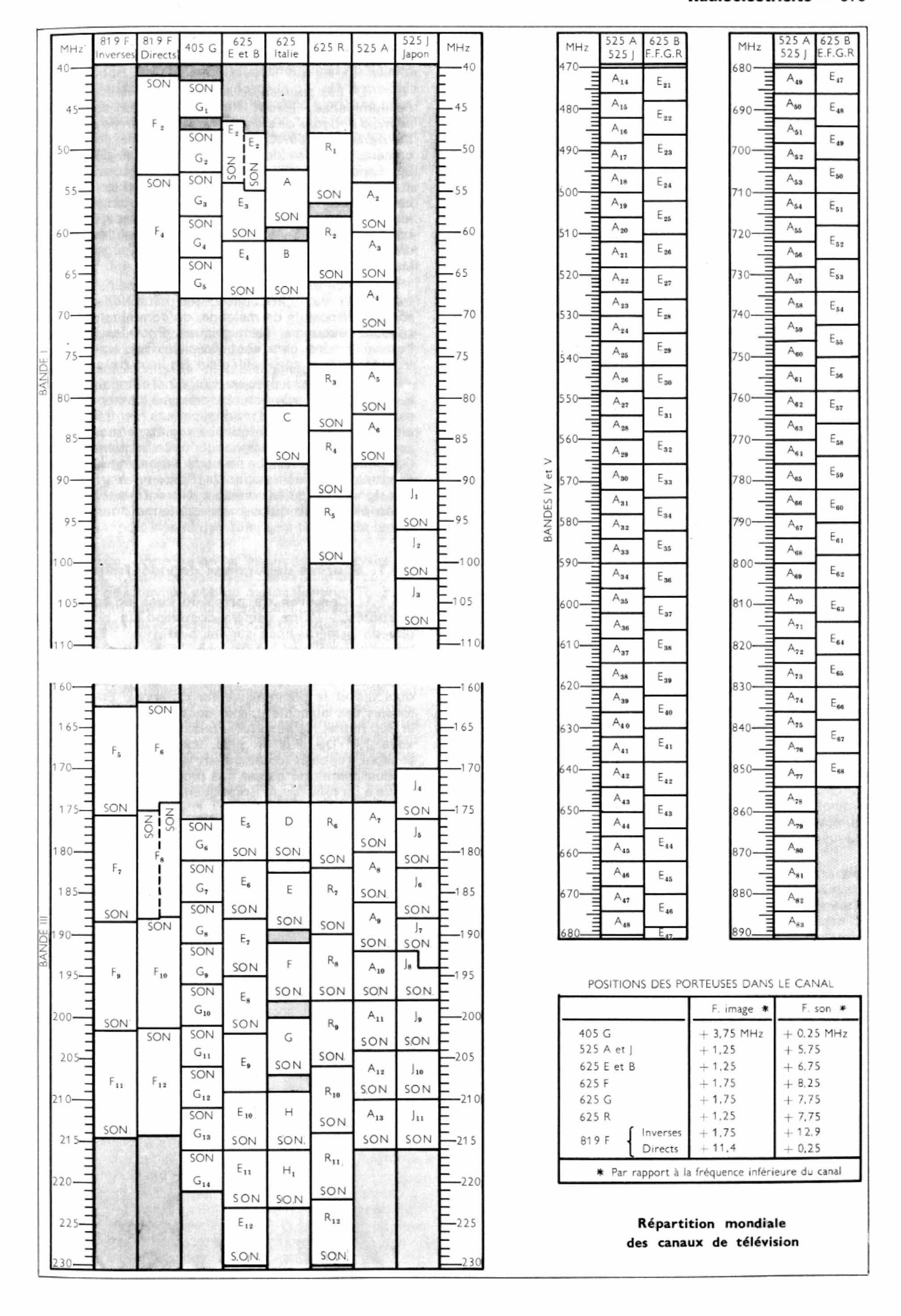


Fig. IX-6

4. CANAUX DE TÉLÉVISION

Les spectres de fréquences des signaux vidéo-composites sont compris entre 0 et 3 MHz ou 0 et 10 MHz, suivant le standard ; ils atteignent le domaine des vidéofréquences ou V.H.F. (initiales de *very high frequency*) ou celui des ultra-hautes fréquences ou U.H.F., car la fréquence de la porteuse doit être notablement supérieure à la fréquence la plus grande de la tension de modulation.

Les gammes de fréquences allouées à la télévision sont relativement étroites et peu nombreuses. Pour que des émetteurs, couvrant des zones contiguës, puissent fonctionner sans risques d'interférences, l'Union internationale des télécommunications a réparti les canaux de télévision dans les quatre bandes suivantes : bande I (41 à 68 MHz), bande III (174 à 223 MHz), bande IV (470 à 585 MHz) et bande V (610 à 960 MHz), la bande II (87,5 à 100 MHz) étant réservée à la radiodiffusion à modulation de fréquence. Tous les canaux sont numérotés ainsi que l'indique le tableau suivant.



POSITIONS DES PORTEUSES DANS LE CANAL

	F. image *	F. son *
405 G	+ 3,75 MHz	+ 0,25 MHz
525 A et J	+ 1,25	+ 5,75
625 E et B	+ 1,25	+ 6,75
625 F	+ 1,75	+ 8,25
625 G	+ 1,75	+ 7,75
625 R	+ 1,25	+ 7,75
819 F Inverses	+ 1,75	+ 12,9
819 F Directs	+ 11,4	+ 0,25

* Par rapport à la fréquence inférieure du canal

Répartition mondiale des canaux de télévision

Diverses solutions sont utilisées pour que le nombre d'émetteurs, fonctionnant sur une bande, soit le plus grand possible. La première d'entre elles consiste évidemment à diminuer la largeur du spectre des signaux modulés : émissions à bandes latérales atténuées ou à bandes latérales asymétriques. Ainsi, les bandes I et III sont parfois fractionnées respectivement en deux et quatre canaux, ce qui porte à six le nombre d'émetteurs pour le standard 819 F. Il est également possible de doubler le nombre d'émetteurs pour un même canal, d'une part en attribuant celui-ci à deux émetteurs suffisamment éloignés l'un de l'autre, d'autre part, en choisissant une polarisation d'antenne horizontale (champ électrique de l'onde dans le plan horizontal) pour l'un des émetteurs et verticale pour l'autre (champ électrique de l'onde dans le plan vertical). Dans ce dernier cas, il faut des antennes très directives et des orientations différentes pour deux émetteurs utilisant le même canal. Par ailleurs, en inversant dans le spectre de fréquences les positions respectives des porteuses son et image, ainsi que les positions des bandes latérales atténuées et non atténuées, deux émetteurs différents peuvent utiliser le même canal ; les canaux sont dits « tête-bêche » (méthode utilisée pour le standard 819 F dans la bande III).

La figure IX-7 donne la forme adaptée pour les spectres de fréquences des canaux de télévision en V.H.F. bande III (819 F canaux pairs et impairs), ainsi que pour les canaux U.H.F. bande IV, normes françaises 625 F.

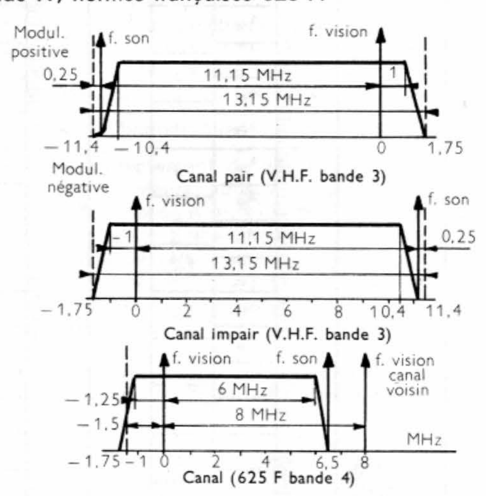


Fig. IX-7

Spectres de fréquences de signaux de télévision modulés

5. CHAÎNE D'ÉMISSION

Trois grandes parties peuvent être distinguées dans une chaîne de télévision :

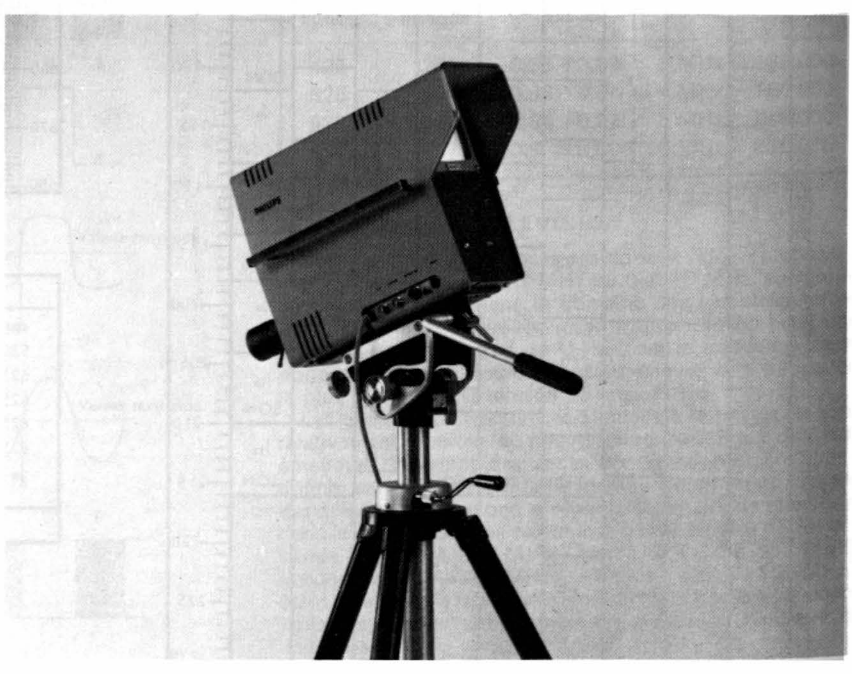
1° *Les sources de signaux*. Elles délivrent le signal de luminance ; selon leur nature, elles sont appelées *sources optiques de signaux vidéo* ou *sources électroniques de signaux vidéo*. La première catégorie comprend : les caméras de prise de vues, les analyseurs d'images fixes, les dispositifs de télécinéma et certains convertisseurs de standards. La seconde catégorie comprend les monoscopes et les générateurs de mires. Ces sources comprennent aussi les générateurs qui délivrent les signaux nécessaires au balayage horizontal et au balayage vertical, les générateurs d'effacement qui fournissent les signaux de suppression et les générateurs de synchronisation.

2° *Le matériel vidéo*. C'est l'équipement d'enregistrement et de reproduction : magnétophones, magnétoscopes, dispositifs de mélange, de commutation et dispositifs de truquages électroniques. Pour les reportages à l'extérieur, des cars sont spécialement aménagés pour transporter le matériel vidéo sur les lieux de prise de vues.

3° *L'émetteur proprement dit*. Il comprend une partie image et une partie son. La première comporte un étage oscillateur pilote, des multiplicateurs de fréquence, des amplificateurs haute fréquence, un étage modulateur, des amplificateurs pour le signal de haute fréquence modulé et l'antenne d'émission. La seconde est analogue à celle d'un émetteur de radiodiffusion. Un diplexeur assure le mélange des signaux modulés correspondant à l'image et au son de façon à n'utiliser qu'une seule antenne pour rayonner le signal résultant.

5.1. Sources de signaux de vidéofréquence

5.1.1. Caméras de prise de vues et équipements associés. — Une caméra comprend un boîtier, appelé tête de caméra, posé sur un pied (fixe ou mobile). Le berceau, sur lequel est disposée la tête de caméra, peut se déplacer dans un plan horizontal ou vertical. Les organes essentiels, associés au tube analyseur, sont le ou les objectifs et le préamplificateur de sortie. En général, les focales des objectifs utilisés sont comprises entre 35 mm et 300 mm et les ouvertures relatives peuvent atteindre 1,9 voire 1,4. De plus en plus, les objectifs sont à focale variable (appelés couramment zoom). Ainsi, un réglage unique permet de passer très progressivement d'un *grand angle* à un *téléobjectif* (pratiquement, les distances focales



Caméra noir et blanc à viseur électronique pour studio (*Plotard-Philips*)

varient dans le rapport de 1 à 8). La focalisation de l'image s'obtient, en général, par le déplacement simultané du tube, des dispositifs de balayage et du dispositif de concentration par rapport à l'objectif. Dans le cas de l'utilisation d'une tourelle d'objectifs, la construction est simplifiée car tous les objectifs restent dans le même plan. Les mouvements de tourelles, la commande de mise au point, la commande de diaphragme sont silencieux et ne provoquent aucune vibration.

Les caméras de prise de vues comportent un viseur qui peut être soit optique, soit électronique. Le viseur optique est analogue à un dispositif de visée reflex d'appareil photographique ; il est utilisé sur des caméras portatives. Le viseur électronique est souvent préféré ; c'est un récepteur de contrôle, équipé d'un très petit écran, qui permet de contrôler directement l'image correspondant au signal vidéo. Ce viseur électronique, très compact, est en général un bloc autonome démontable, disposé à l'arrière de la caméra.

Les signaux électriques, engendrés au moyen du tube analyseur, sont appliqués à l'entrée d'un préamplificateur.

Les caractéristiques de ce préamplificateur de caméra dépendent du tube analyseur auquel il est associé. Avec un tube analyseur image-orthicon, équipé d'un photomultiplicateur, le gain du préamplificateur peut être faible. Avec un vidicon, les signaux sont de niveau très faible et le préamplificateur doit être plus élaboré. Dans tous les cas, ce préamplificateur doit être de construction très soignée, pour apporter le moins de bruit de fond possible. De plus, pour obtenir une image plus détaillée, il est nécessaire de relever le niveau des composantes de fréquences élevées par rapport à celui des composantes de fréquences basses.

La caméra comporte, en outre, les circuits nécessaires au fonctionnement du tube analyseur : ensemble de concentration, bloc de balayage et bloc de focalisation. Tous ces dispositifs sont enfermés dans un blindage en mumétal, dont le rôle est d'éviter les influences parasites de champs électriques ou magnétiques sur le tube analyseur. En général, les amplificateurs de balayage sont compris dans la caméra.

Toutes les caméras sont munies de dispositifs auxiliaires : une liaison téléphonique bilatérale (liaison interphone) caméra-salle de contrôle (régie) et deux lampes de signalisation, l'une près du viseur (pour le caméraman) et l'autre à l'avant de la caméra (pour les personnes placées devant l'objectif). Ces lampes sont allumées lorsque l'image fournie par la caméra est envoyée vers l'antenne. Afin de limiter l'encombrement et aussi le poids des caméras, le nombre des circuits nécessaires au fonctionnement est réduit au strict minimum. Les alimentations et les dispositifs de réglage et de contrôle sont placés dans des caissons de contrôle, disposés dans une salle dite d'équipements qui est, en général, assez éloignée des différentes caméras. Les réglages qui sont ainsi réalisés à distance sont les suivants :

— réglage du niveau de sortie, qui est obtenu par télécommande des diaphragmes des objectifs et par réglage des amplificateurs ;

— alignement du niveau du noir (qui consiste à aligner le bas des impulsions de suppression sur un potentiel de référence fixe) ;

— addition des impulsions de synchronisation de lignes et de celles de trames de façon que la sortie vidéo soit de 1 volt crête à crête (0,3 volt pour l'amplitude des impulsions de synchronisation et 0,7 volt pour le signal de luminance) ;

— correction de gamma, c'est-à-dire correction de la caractéristique luminance-amplitude du signal vidéo, afin d'obtenir un gamma convenable pour l'ensemble de la chaîne de transmission (en tenant compte évidemment du gamma des récepteurs).

Des oscilloscopes, associés aux unités de commande des caméras, permettent également le contrôle de la forme d'onde du signal vidéo-composite.

Remarque : Avant de poursuivre l'étude des sources de signaux vidéo et afin de compléter ce qui vient d'être dit, nous donnerons quelques indications sur la production des signaux de synchronisation qui déterminent le bon fonctionnement du balayage des différentes caméras.

La figure IX-8 donne le schéma synoptique des éléments nécessaires pour le balayage. Cet équipement comprend, en particulier, un oscillateur pilote (générateur d'impulsions principales) qui commande les générateurs de signaux de synchronisation horizontale et de synchronisation verticale, reliés aux générateurs de balayage ; il fournit les signaux pilotes, les signaux de blocage, les signaux de suppression, les signaux d'effacement et les signaux de synchronisation lignes et trames proprement dits. Les *signaux pilotes* sont des impulsions à la fréquence des images, à la fréquence des lignes ou à la fréquence des demi-lignes.

Le générateur de synchronisation fonctionne à une fréquence double de la fréquence des lignes ; les autres signaux sont déduits par divisions de fréquences. La fréquence du générateur pilote est comparée avec celle de secteur par l'intermédiaire du signal à 50 Hz délivré par des diviseurs de fréquence. Un circuit, appelé *comparateur de phases*, délivre la tension nécessaire pour modifier la fréquence du maître oscillateur (V. chap. 12).

Les signaux de synchronisation sont obtenus par mélange de plusieurs signaux rectangulaires d'amplitude, de largeur et de phase bien déterminées.

La mise en phase de deux trains d'impulsions est réalisée au moyen de lignes à retard. Il est également possible d'obtenir des résultats analogues par différenciation, par intégration ou par addition de différents signaux.

L'emploi de circuits électroniques mélangeurs permet d'interrompre périodiquement un train de signaux et d'introduire d'autres signaux de durée et de formes différentes des précédents. Le résultat est, par exemple, une suite d'impulsions à la fréquence des lignes, suivie de signaux d'égalisation, puis de signaux de synchronisation et à nouveau de signaux d'égalisation avant de reprendre la suite des impulsions-lignes comme dans le standard 625 F.

5.1.2. Autres sources de signaux vidéo. — Pour certaines utilisations, des appareils spéciaux ont été mis au point :

Un *monoscope* est un tube analyseur dans lequel la couche photosensible est remplacée par une image, un dessin ou une photo. L'impression de l'image sur la plaque-signal est réalisée au moyen d'une encre photoconductrice. Le fonctionnement du monoscope s'apparente à celui d'un tube de prise de vues, les variations du courant sont dues à l'émission secondaire. Cet appareil évite l'immobilisation d'une caméra pour transmettre, pendant plusieurs heures, des images fixes comme certaines mires employées pour le réglage des récepteurs en usine.

Les *convertisseurs de standards* sont nécessaires lorsque les signaux vidéo proviennent de centres producteurs d'images à standards différents. De tels dispositifs peuvent comprendre :

— un téléviseur spécial conçu pour la réception des signaux à convertir ; il fournit une image brillante et nette (image correspondant au signal vidéo reçu à transformer) ;

— une caméra de prise de vues placée devant l'écran de ce récepteur ; en association avec l'unité de commande, elle fournit le signal vidéo-composite dans le nouveau standard.

Un *appareil de télécinéma* permet d'obtenir le signal vidéo à partir de la projection d'un film. La partie mécanique de ces appareils se rapproche un peu de celle des projecteurs cinématographiques. Les films utilisés sont principalement des films 35 mm et 16 mm (les dimensions normalisées en 35 mm, pour la France, sont dans le rapport approximatif de 4 à 3 : 22 mm de largeur et 15 mm de hauteur).

Dans une projection cinématographique, la cadence adoptée est de 24 images par seconde ; cela correspond à une vitesse d'environ 0,455 m à la seconde. En télécinéma, la vitesse de défilement du film est telle que le nombre d'images projetées par seconde est égal à 25. Le léger accroissement de vitesse de défilement est indécelable à l'œil et le son correspondant, enregistré sur la piste latérale du film, n'est modifié que d'une façon insignifiante. Plusieurs procédés de projection et d'analyse sont employés pour le télécinéma. Les deux principaux modes utilisés sont

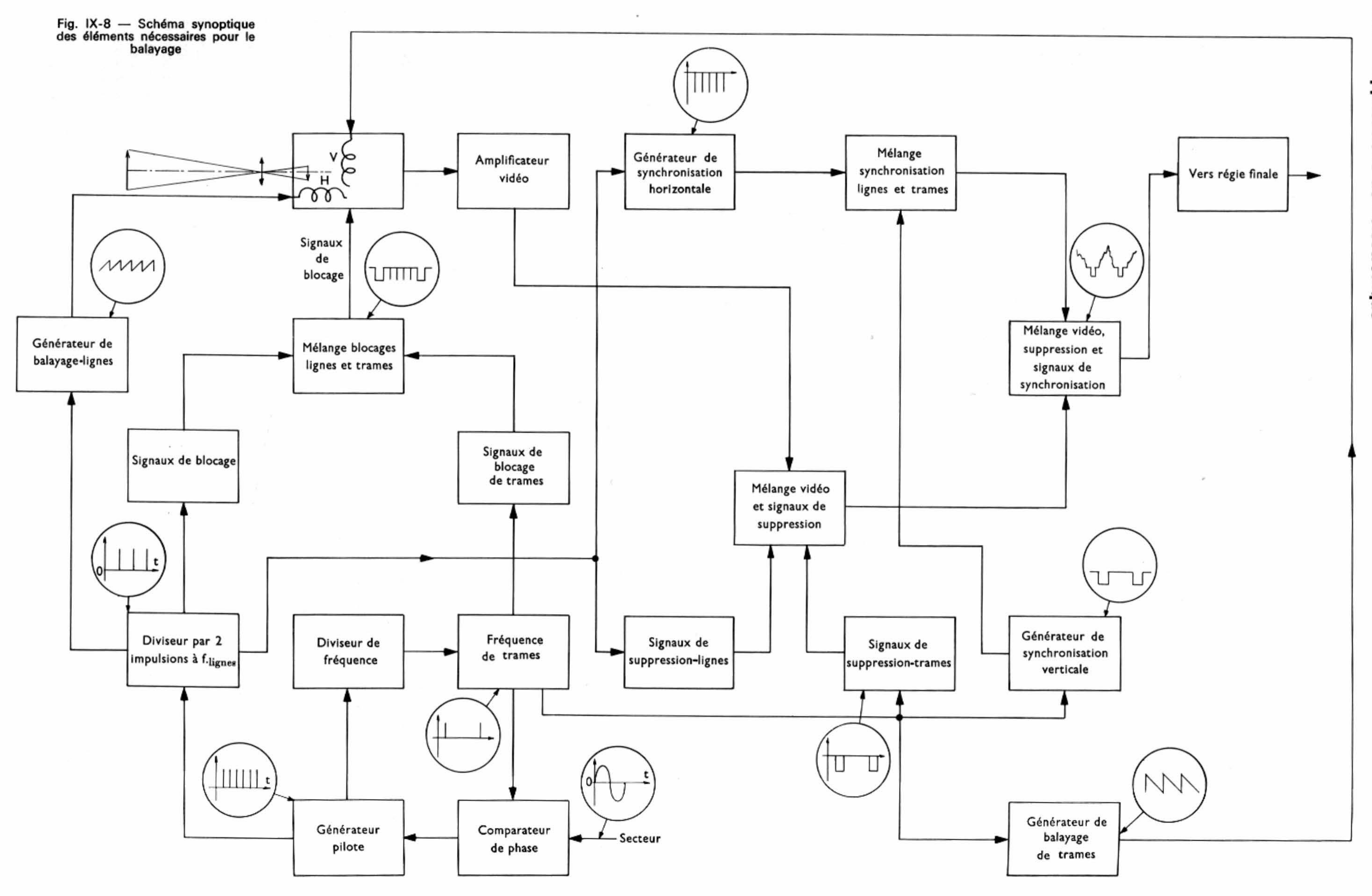


Fig. IX-8 — Schéma synoptique des éléments nécessaires pour le balayage

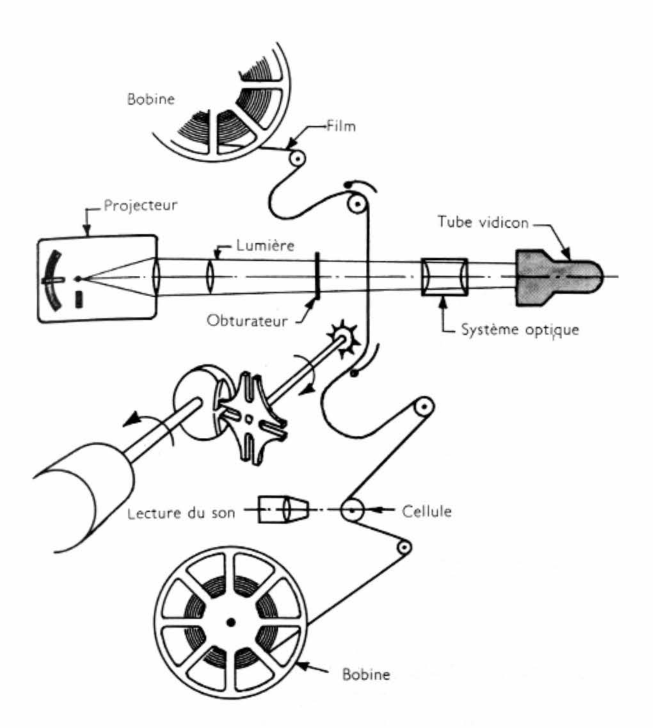
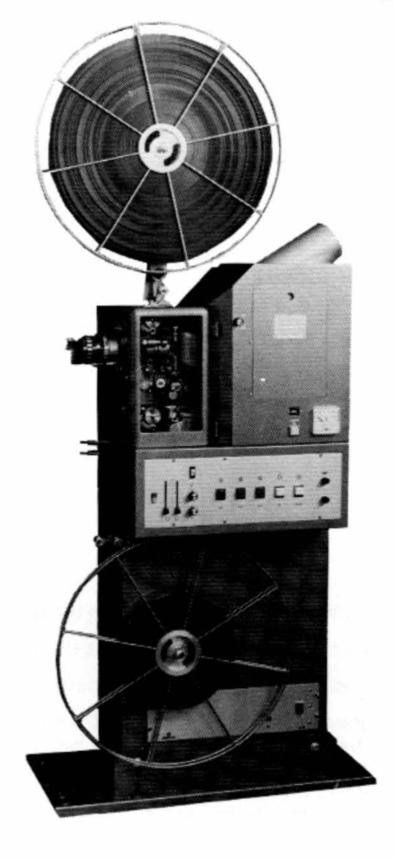


Fig. IX-9 — Télécinéma à déroulement saccadé



Projecteur cinématographique professionnel 16 mm utilisable pour le télécinéma (*Thomson-C.S.F. Audiovisuel*)

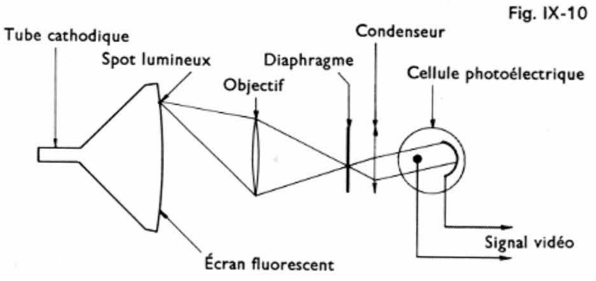
le télécinéma à déroulement saccadé et le télécinéma à déroulement continu avec analyse par *flying-spot*.

Pour le ***télécinéma à déroulement saccadé*** (fig. IX-9), le projecteur cinématographique est classique et l'image du film est projetée sur la cible d'un tube analyseur à accumulation de charges (comme un vidicon) et cela, pendant la durée de suppression du balayage. L'analyse se fait dans l'obscurité, puisque la cible garde les charges un certain temps (effet de mémoire électrostatique). L'ouverture de l'obturateur a lieu pendant la suppression de trame et, durant l'analyse, le film est entraîné pour assurer le changement d'image. L'emploi de tubes analyseurs, tels que les vidicons, permet de supprimer l'obturateur tout en conservant le mouvement saccadé, car la mémoire électrostatique de ce tube permet le passage d'une image du film à une autre sans qu'une synchronisation soit nécessaire entre la projection du film et le balayage de la cible.

Le ***télécinéma à déroulement continu et à spot lumineux mobile*** (*flying-spot*) est réalisé suivant le même principe de base que l'analyse d'images fixes à l'aide d'un point lumineux mobile. Chaque point de l'image (d'une diapositive, par exemple) est éclairé successivement en respectant l'analyse habituelle interlignée; cela est réalisé en utilisant comme source lumineuse le point d'impact d'un faisceau d'analyse d'un tube cathodique (fig. IX-10). Après passage dans un système optique et au travers de la diapositive à explorer, la lumière est reçue par une cellule photoélectrique. La luminance est ainsi modulée par passage à travers l'image à transmettre; c'est le but recherché pour créer le signal vidéo correspondant.

Dans le télécinéma à point lumineux mobile, le film se

Fig. IX-10



déplace de haut en bas, de façon continue, à raison de 25 images par seconde, soit d'une demi-image en $\frac{1}{50}$ s, durée de balayage d'une trame. Pendant une durée T, le film se déplace verticalement de haut en bas, tandis que le spot se déplace de bas en haut sur l'écran du tube cathodique. La vitesse du spot est telle que, durant cet intervalle de temps, il y a balayage d'une trame complète. La figure IX-11 permet d'illustrer ce principe de l'analyse interlignée; pour simplifier, nous admettrons que le retour du balayage vertical est infiniment court (ce qui n'est pas vrai en réalité). À l'instant $t = 0$, supposons que le spot analyseur se trouve en bas de l'image A_1 de hauteur h. Le film se

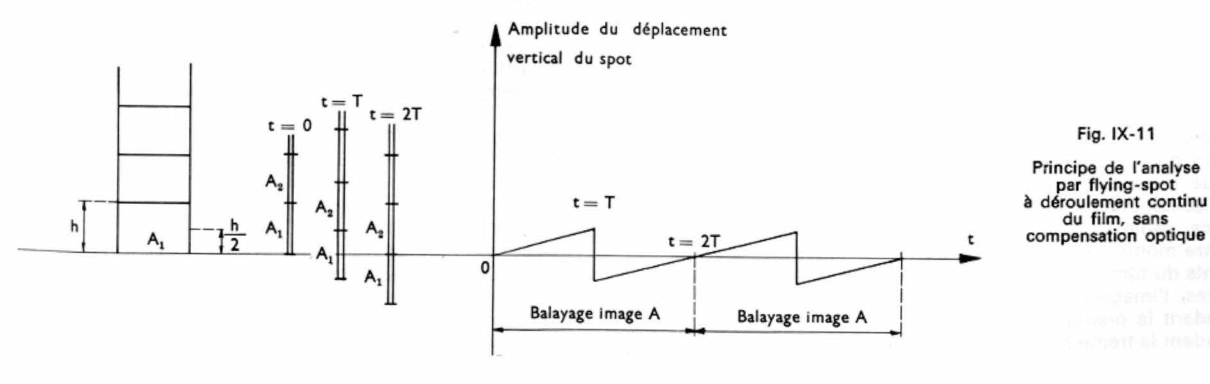


Fig. IX-11

Principe de l'analyse par flying-spot à déroulement continu du film, sans compensation optique

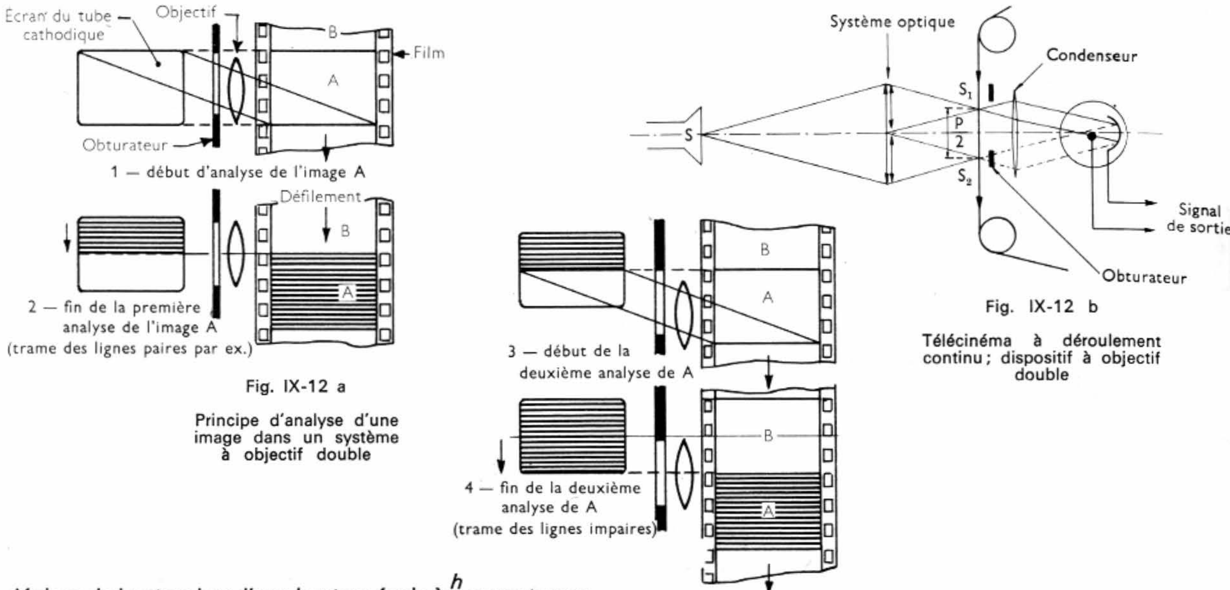


Fig. IX-12 a

Principe d'analyse d'une image dans un système à objectif double

Fig. IX-12 b

Télécinéma à déroulement continu ; dispositif à objectif double

déplace de haut en bas d'une hauteur égale à $\frac{h}{2}$ en un temps T et simultanément le spot se déplace vers le haut d'une quantité égale $\frac{h}{2}$; dans ces conditions, le spot se trouve en haut de l'image A_1 et la première trame est balayée. Comme le spot est soumis à un balayage à temps de retour négligeable, il revient à sa position de départ vers le bas en descendant de la quantité h, il reprend aussitôt son mouvement vers le haut suivant une loi linéaire et, à l'instant $t = 2\,T$, l'image A_1, qui est descendue d'une hauteur h, a été balayée une deuxième fois (seconde trame d'analyse de A_1). C'est ensuite le même processus qui se répète pour l'image A_2. Pour tenir compte des considérations précédentes et en particulier du temps de retour du spot qui n'est pas négligeable, il a fallu mettre au point des procédés plus élaborés, tels le procédé à deux images du spot et à objectif double (fig. IX-12 a et b) et le système à deux prismes (fig. IX-13). Dans le premier procédé, les signaux

Fig. IX-13

Télécinéma à déroulement continu avec systèmes à prismes

d'analyse sont des dents de scie de période T ($= \frac{1}{50}$ s) et l'interlignage est obtenu en formant deux images optiques distantes de $\frac{p}{2}$, p étant le pas des images sur le film (19 mm pour une pellicule de 35 mm). Un obturateur permet de rendre le spot 1 actif pour la première trame de chaque image et le spot 2 actif pour la seconde. Dans le dispositif à deux prismes, les deux images sont décalées d'une hauteur $\frac{h}{2}$. Pendant la durée d'une trame, un obturateur permet seulement le passage d'un des faisceaux ; l'autre faisceau sert durant la trame suivante. Du fait de la disposition du système optique, le balayage dans le tube cathodique incorporé à l'appareil de télécinéma ne peut être réalisé comme dans un récepteur de télévision : durant une trame, seule la moitié supérieure de l'écran est balayée ; l'autre moitié l'est pendant la trame suivante. Les déplacements du film et de l'image du spot se faisant en sens contraires, l'image à transmettre est balayée dans sa totalité pendant la première trame et elle l'est une deuxième fois pendant la trame suivante.

5.2. Matériel vidéo. — Ce matériel se trouve au centre nodal de distribution des images et comprend tout l'équipement d'enregistrement et de reproduction (magnétophones, magnétoscopes).

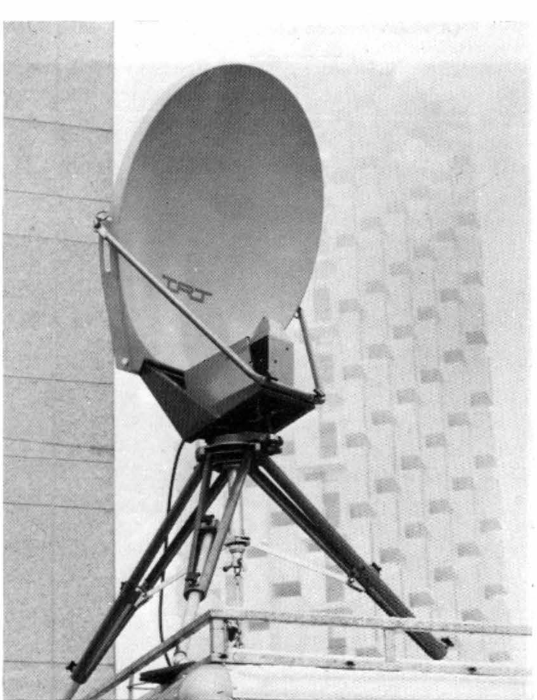
Afin de conserver l'information pour la rediffuser ou la transmettre en différé, le signal vidéo-composite est enregistré sur bande magnétique à l'aide de magnétoscopes. Les premiers appareils étaient dérivés des magnétophones, mais les fréquences élevées de certaines composantes du spectre du signal vidéo-composite imposaient une vitesse de défilement très grande de la bande magnétique devant la tête d'enregistrement (25 cm/s pour une fréquence du spectre supérieure à 5 MHz). Les performances exigées dans ce cas sont très différentes de celles imposées pour l'enregistrement sonore ; aussi, le système d'enregistrement direct sur piste longitudinale a-t-il été abandonné. La figure IX-14 donne le schéma de principe d'un magnétoscope qui utilise l'enregistrement sur une bande magnétique de 50,8 mm de large. Le problème posé par la grande vitesse de défilement a été résolu en déplaçant simultanément la tête d'enregistrement et la bande magnétique (ainsi, la vitesse relative est importante) ; la vitesse de défilement de la bande est de 38 cm/s. La bande décrit une spire autour d'un cylindre fixe qui présente une fente horizontale à mi-hauteur ; à l'intérieur est placé un disque concentrique qui porte la tête d'enregistrement. Ce disque est actionné par un moteur à la cadence de 50 tours par seconde. En admettant que la bande soit immobile, à chacune de ses rotations dans le plan horizontal, la tête décrirait une ligne oblique sur la bande magnétique. Lorsque la bande magnétique défile avec un mouvement uniforme, la trace est plus inclinée ; pour fixer les idées, l'inclinaison de la trace peut être de quelques degrés et sa longueur est d'environ 60 à 70 cm dans le système cité. À chaque tour de disque, la tête magnétique permet l'enregistrement d'une ligne oblique correspondant à la totalité du signal vidéo



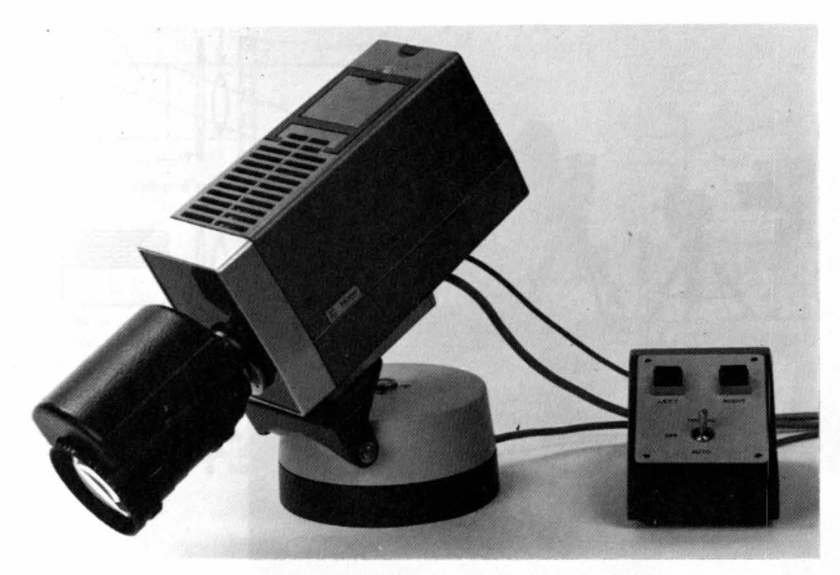
Car de reportage O.R.T.F. équipé d'une caméra et de relais mobiles (*J. Pierre-Thomson-C.S.F.*)

Magnétoscope de télédiffusion (*Ampex*)

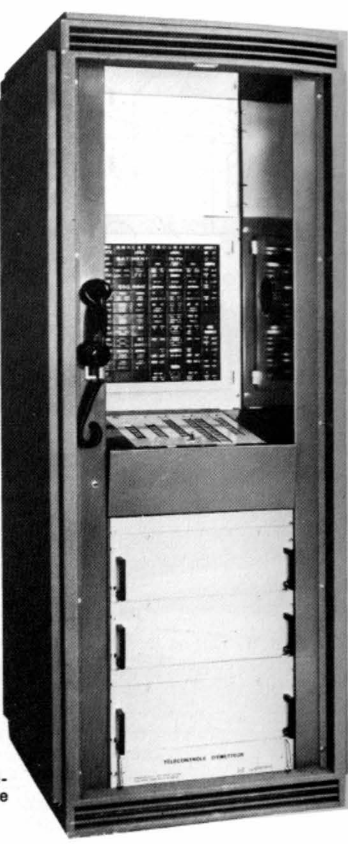




Équipement de faisceau hertzien pour des reportages de télévision, permettant la transmission d'un programme de télévision sur une distance de plus de 50 km (*G. Bru-TRT*)



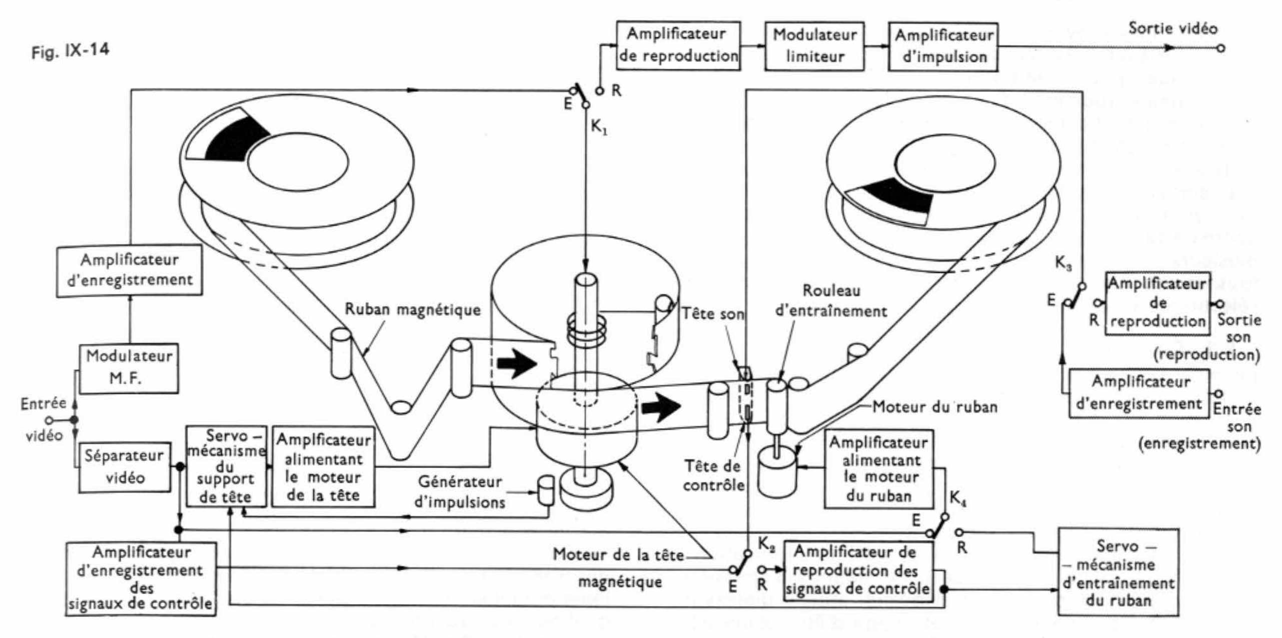
Caméra « noir et blanc » télécommandée (*Plotard-Philips*)



Télécontrôle des centres réémetteurs de télévision : baie d'un centre asservi
(La Signalisation)

Régie de télévision (studios de l'O.R.T.F.)
(*R. Violet-Thomson-CSF*)

Fig. IX-14



d'une trame. Avec des fréquences porteuses voisines de 5,5 MHz et une excursion de fréquence de 1,3 MHz, il est possible d'enregistrer un signal vidéo dont la bande de fréquences s'étend de 25 Hz à 5 MHz.

Le magnétoscope est extrêmement utilisé en télévision : en effet, quatre-vingts pour cent des émissions ne sont pas réalisés en direct ; par ailleurs, il est intéressant et nécessaire de conserver en archives des émissions ou documentaires.

Pour la transmission en direct depuis le lieu de reportage, l'utilisation d'équipements lourds, tels que les cars de reportage, s'avère nécessaire. Ceux-ci sont équipés d'alimentations, de générateurs de synchronisation, de dispositifs de contrôle des voies et de mélange des images, ainsi que de dispositifs d'enregistrement sonore. Des appareils légers, comme les caméras portatives, permettent d'étendre encore la mobilité des équipes ; celles-ci sont en relation avec un car de reportage qui assure la transmission de l'information jusqu'au centre de distribution des images.

De nombreuses sources de signaux vidéo sont simultanément nécessaires pour la réalisation d'un programme de télévision (fig. IX-15). Des unités de mélange et de com-

Moniteurs locaux
Amplificateur de distribution
Moniteur contrôle
Caméra 1 — Unité de commande caméra
Caméra 2 — Unité de commande caméra
Caméra 3 — Unité de commande caméra
Mélangeur
Voie de transmission
Moniteurs locaux — Émetteur
Monoscope
Signaux de synchronisation H. et V.
Amplificateur
Équipement télécinéma II
Enregistrement
Moniteur studio
Projecteur images fixes
Contrôle
Studios
Film 35 mm
Film 16 mm
Signal vidéo extérieur
Unité de commande caméra
Caméra
Télécinéma I
Générateur de synchronisation
Amplificateur de distribution
Régie centrale

Fig. IX-15

Diverses sources de signaux vidéo d'un centre de télévision

Amplificateur

mutation sont prévues pour sélectionner un signal vidéo parmi plusieurs, pour réaliser des changements progressifs ou brusques, pour superposer des images différentes, pour faire certains truquages dits électroniques. Ces dispositifs sont des amplificateurs-mélangeurs à plusieurs entrées, souvent schématisées par une grille dans laquelle les fils verticaux représentent des entrées et les fils horizontaux des sorties. Chaque intersection indique la possibilité de connecter la sortie et l'entrée correspondante. Ce genre de circuit permet de sélectionner soit une entrée, soit plusieurs (pour obtenir un mélange des signaux). Dans tous les cas, une voie est affectée à la transmission du signal sélectionné vers l'émetteur.

5.3. Émetteur. — Les signaux vidéo-composites, en provenance du centre nodal, sont amplifiés avant d'être utilisés pour moduler un courant de haute fréquence. L'émission se fait à bande latérale atténuée pour éviter un encombrement excessif du domaine hertzien (V. chap. 3). Le centre nodal n'étant pas proche de l'émetteur, il est nécessaire de transmettre le signal vidéo-composite du centre de production d'images jusqu'à la station d'émission, au moyen de lignes de transmission (lignes coaxiales) ou de faisceaux hertziens (V. t. 2, Télécommunications, chap. 3), ou parfois d'un réseau de stations d'émission. Les émetteurs comportent un dispositif, appelé diplexeur, qui permet aux émetteurs son et image d'être connectés sur une charge identique, afin d'obtenir le rayonnement à partir de la même antenne, ce qui évite l'interaction des deux signaux.

Très souvent, le filtre de bande, utilisé pour atténuer une partie du spectre du signal modulé, et le diplexeur sont réunis pour former un filtre diplexeur. Pour éliminer en partie l'une des deux bandes latérales, la totalité de l'énergie haute fréquence, produite par l'émetteur, est transmise vers l'entrée du filtre et celui-ci dirige vers une charge d'absorption l'énergie correspondant à la fraction de bande latérale à éliminer. En général, pour éviter les pertes, ce dispositif est réalisé avec des tronçons de lignes coaxiales de longueur appropriée par rapport à la longueur d'onde utilisée. Le schéma de principe d'un circuit diplexeur est représenté sur la figure IX-16. Le signal de haute

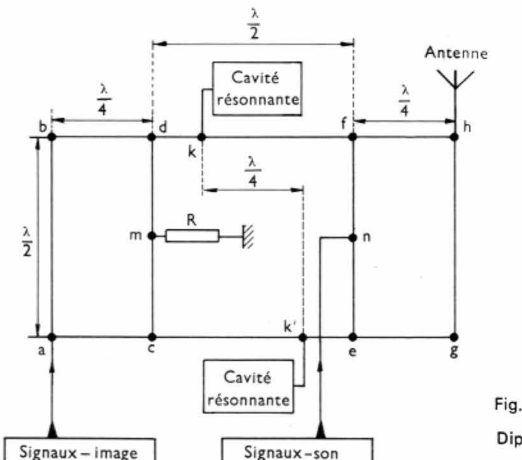
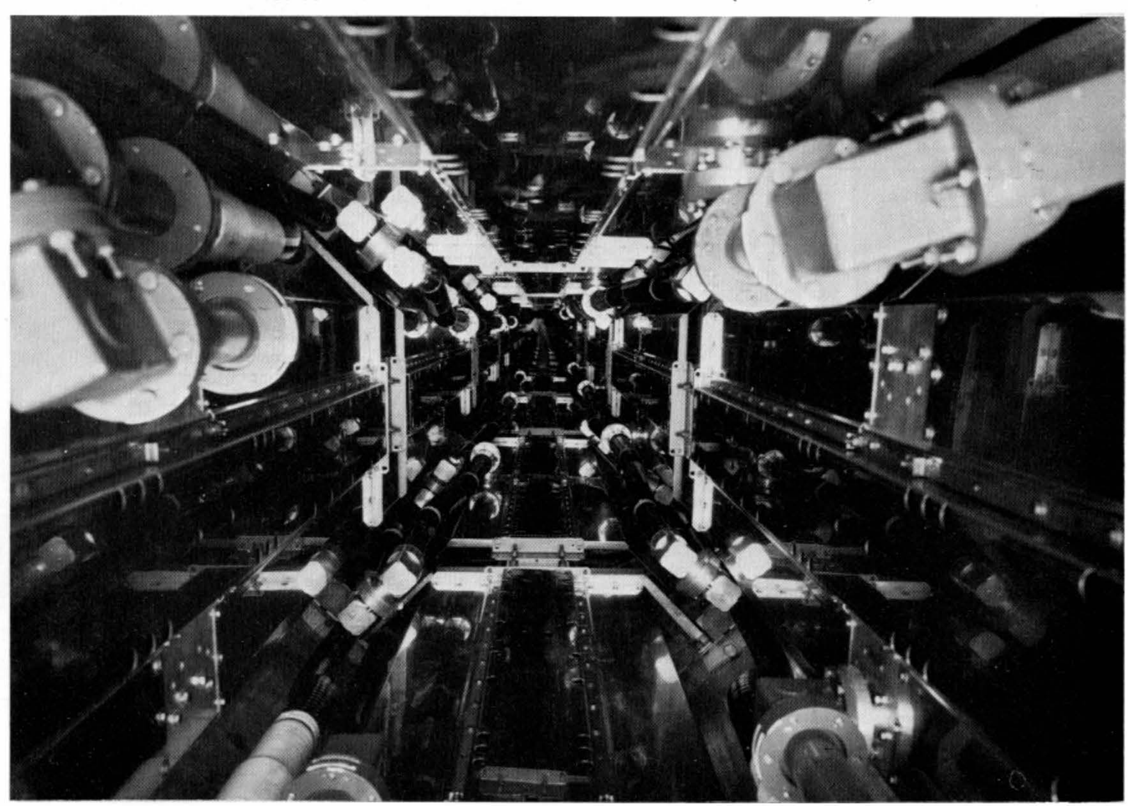


Fig. IX-16
Diplexeur

fréquence qui correspond à l'image parcourt les branches *a b h* et *a g h* qui sont de longueurs égales ; au point *h*, les composantes H.F. sont donc en phase et elles sont transmises vers l'antenne. Les points *e* et *f* sont choisis pour que leurs potentiels respectifs soient en opposition de phase et qu'il ne passe aucun courant à la fréquence porteuse-image dans la branche *ef*. En raccordant l'émetteur « son » au point *n*, les signaux « son » parcourent donc des portions de circuits *n e g h* et *n f h* choisis de façon qu'ils se retrouvent en phase en *h* ; ils sont donc transmis vers l'antenne sans qu'une partie de l'énergie, en provenance de l'émetteur-image, soit envoyée vers l'émetteur-son. Aux points *k* et *k'* sont placées des cavités résonnantes accordées sur la porteuse-son de façon à éviter le retour de signaux « son » vers l'émetteur-image. Les points *k* et *k'* sont tels que les trajets *n e k' g h* et *n f k h* soient égaux. Une résistance *R* est placée au milieu *m* du tronçon *cd* pour dissiper l'énergie résiduelle « son ». Deux autres cavités sont disposées sur les tronçons *ab* et *gh* pour atténuer une des bandes latérales du spectre image ; elles permettent d'obtenir un filtre diplexeur.


Vue de l'intérieur d'une antenne émettrice de télévision (*Thomson-C.S.F.*)



CHAPITRE X
RÉCEPTION DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION

Comme l'émission, la réception de signaux de télévision ne diffère pas sensiblement de celle de signaux de radiodiffusion sonore (V. chap. 4). Les diverses transformations imposées au signal sont cependant plus nombreuses, car il est nécessaire de séparer les signaux-son, les signaux-image et les divers tops de synchronisation. Ces opérations sont réalisées successivement, comme il est possible de le voir, au moyen du schéma synoptique d'un récepteur de télévision monochrome (fig. X-1). Les différentes parties de ce récepteur superhétérodyne à large bande seront étudiées à tour de rôle dans ce qui suit.

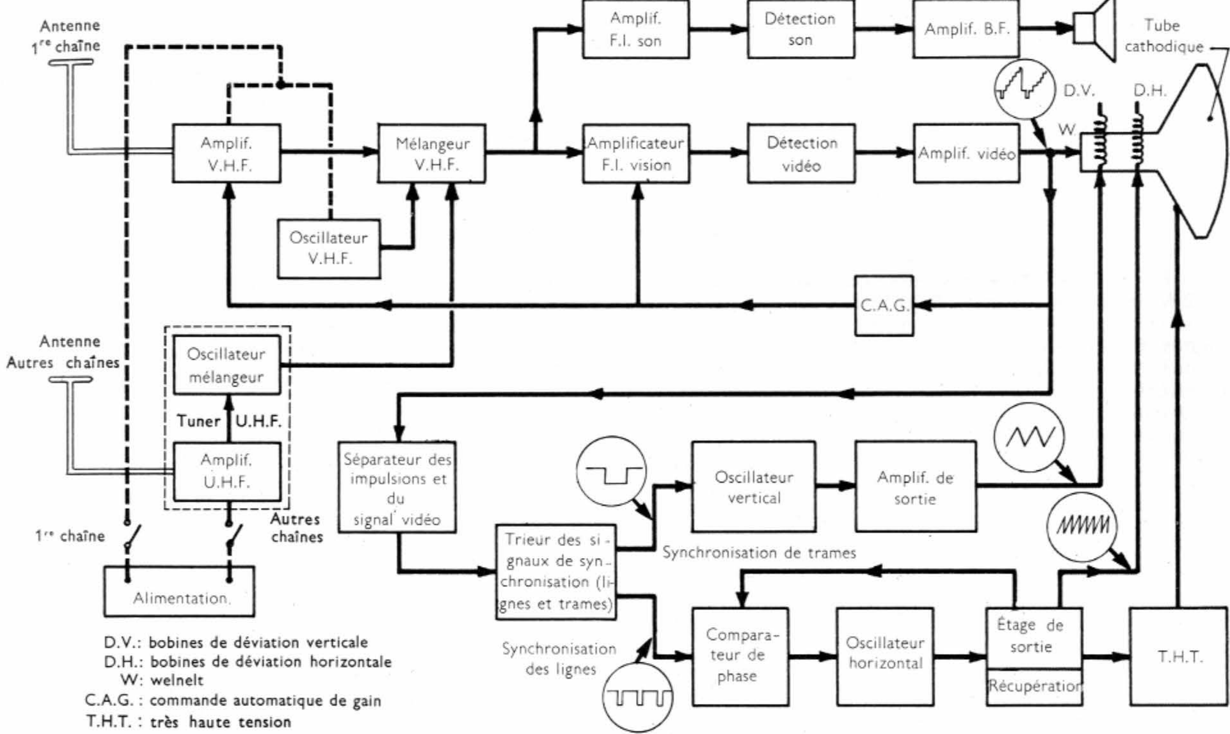


Fig. X-1 — Schéma synoptique d'un récepteur de télévision monochrome

1. SÉLECTION DES CANAUX ET CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

La réception des émetteurs, qui fonctionnent à des fréquences comprises dans les bandes I et III, est réalisée par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquences, appelé *sélecteur de canaux* ou *rotacteur V.H.F.* (le nom de rotacteur s'est imposé à la suite de l'emploi d'un commutateur rotatif portant des barrettes interchangeables sur lesquelles sont placés les bobinages d'accord des différents circuits; chacune de ces barrettes correspond à un émetteur de télévision). La structure générale des sélecteurs est donnée par le schéma de la figure X-2. Le premier étage est un amplificateur haute fréquence qui reçoit le signal fourni par un circuit d'entrée dont le rôle est d'adapter l'impédance de l'antenne à celle du récepteur. Cet amplificateur est relié à un étage changeur de fréquence par l'intermédiaire d'un filtre de bande accordé sur la fréquence centrale du canal à recevoir. L'étage changeur de fréquence se compose d'un oscillateur local et d'un mélangeur; il délivre un signal de sortie dont le spectre, de même largeur que celui du signal d'entrée, est centré sur une fréquence porteuse différente (translation de fréquence). La courbe de réponse du sélecteur V.H.F. présente la forme indiquée sur la figure X-3.

Fig. X-3

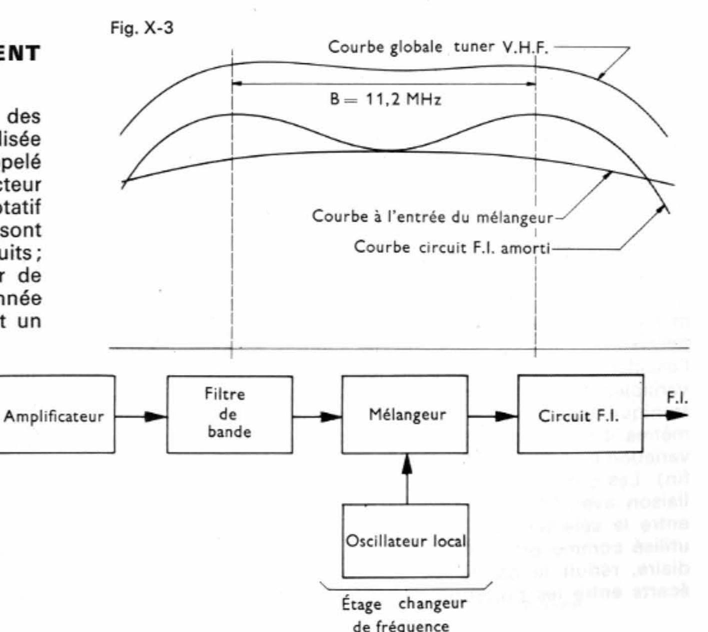


Fig. X-2

Schéma synoptique d'un sélecteur de canaux

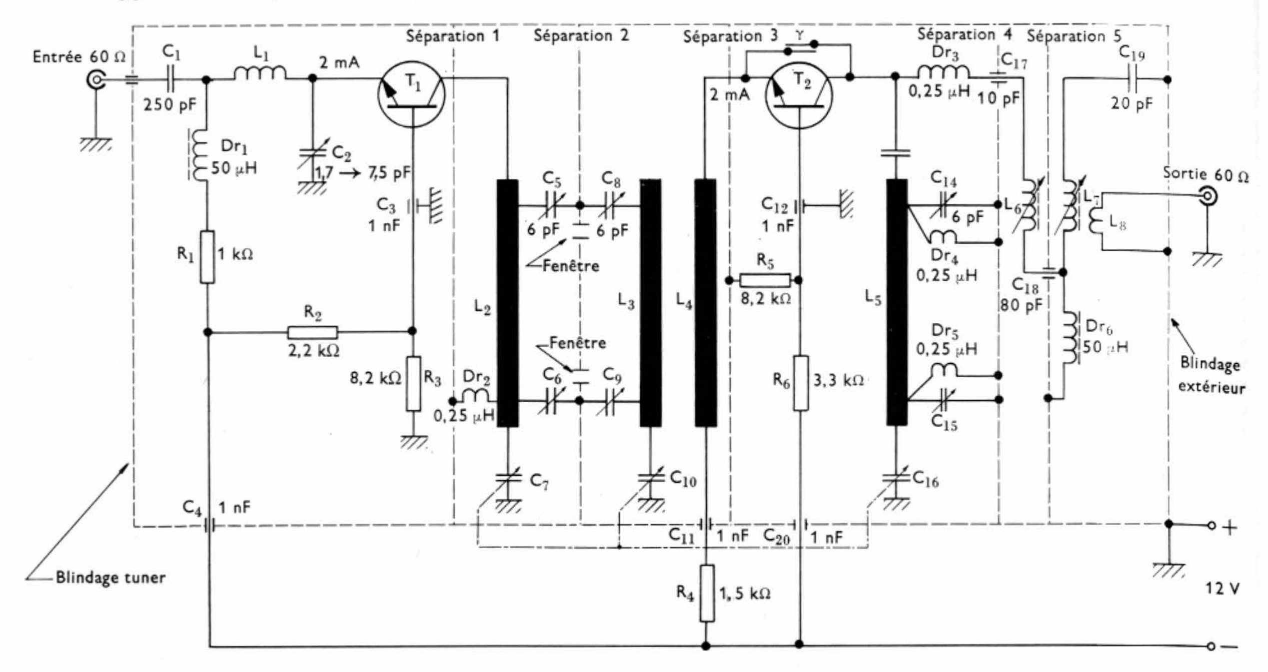
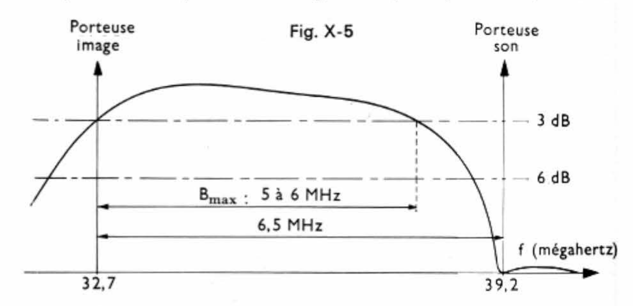


Fig. X-4 — Schéma de sélecteur U.H.F.

En France, les fréquences intermédiaires sont égales à 39,2 MHz pour le son et à 28,05 MHz pour l'image.

Les circuits utilisés en V.H.F. ne convenant pas en ultra-hautes fréquences (autres chaînes que la première en France), on a été conduit à utiliser un autre sélecteur, appelé *tuner U.H.F.*, qui assure la réception, l'amplification et la conversion de fréquences nécessaire à l'obtention de la fréquence intermédiaire. Son schéma de principe est identique à celui d'un sélecteur V.H.F. (V. fig. X-2), mais la réalisation pratique est très différente. Ainsi, les bobinages sont abandonnés et remplacés par des lignes coaxiales fonctionnant en demi-onde $\left(\frac{\lambda}{2}\right)$ ou en quart d'onde $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$. Les lignes demi-onde sont accordées par deux condensateurs placés aux extrémités de la ligne, tandis que les lignes quart d'onde sont accordées par un seul condensateur placé à l'extrémité libre de la ligne, l'autre extrémité étant à la masse. Comme dans la technique des hyperfréquences (V. t. 1, Électronique, chap. 21), les couplages entre lignes se font au moyen de fenêtres pratiquées dans le blindage qui sépare certaines parties du sélecteur U.H.F.; le degré de couplage dépend de l'importance de l'ouverture.

La figure X-4 est un exemple de schéma de sélecteur U.H.F. comportant des lignes accordées en demi-onde. Le compartiment 1 comprend le circuit d'entrée et un transistor amplificateur T_1 monté en base commune pour obtenir simultanément l'adaptation avec le circuit d'antenne et un meilleur comportement aux fréquences élevées (tout en évitant le neutrodynage). Les compartiments 2 et 3 contiennent des lignes L_2 et L_3 accordées; le fil métallique rigide correspond au fil central d'une ligne coaxiale, tandis que le blindage des compartiments correspond à la gaine métallique extérieure. Le compartiment 4 contient un étage oscillateur-mélangeur; une réaction est obtenue au moyen d'un petit condensateur de couplage γ placé entre collecteur et émetteur. Des condensateurs variables (C_7, C_{10} et C_{16}) permettent l'accord simultané des circuits de liaison et de l'oscillateur. De plus en plus, les condensateurs d'accord variables sont remplacés par des varicaps (V. t. 1, Électronique, chap. 7), commandés par différents potentiomètres. Les réglages se font par touches préréglées et par variation de tension dans des limites étroites (pour l'accord fin). Les compartiments 5 et 6 constituent des circuits de liaison avec l'étage à fréquence intermédiaire. La liaison entre le sélecteur U.H.F. et le mélangeur V.H.F., qui est utilisé comme premier amplificateur à fréquence intermédiaire, réduit la bande de fréquences transmise, car les écarts entre les porteuses son et vision sont plus faibles que pour les émissions en bandes I et III. La courbe de réponse des filtres à fréquence intermédiaire qui suivent le sélecteur U.H.F. (fig. X-5) montre que la fréquence de la porteuse-son est toujours égale à 39,2 MHz, tandis que la fréquence de la porteuse-image n'est plus que de 32,7 MHz.



2. AMPLIFICATION À FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE — RÉJECTION DU SON

Les étages amplificateurs à fréquence intermédiaire permettent de porter les signaux en provenance d'un sélecteur (soit V.H.F., soit U.H.F.) jusqu'au niveau nécessaire pour obtenir par la suite une détection linéaire. La bande passante de cet ensemble est relativement large grâce à l'emploi de circuits antirésonnants à accords décalés ou bien de circuits surcouplés.

L'amplification de larges bandes de fréquences se traduit par une amplification exagérée de la porteuse-son et des signaux appartenant aux canaux adjacents. Pour remédier à ces inconvénients, les amplificateurs sont pourvus d'un certain nombre de circuits résonnants (inductance et condensateur en série) ou antirésonnants (inductance et condensateur en parallèle), dits de réjection, associés aux circuits accordés de liaison. Un circuit réjecteur résonnant (fig. X-6) est branché en parallèle avec le circuit à large bande passante; à sa fréquence de résonance, le circuit réjecteur présente une faible impédance et la composante n'est pas amplifiée ou est éliminée à travers cette dérivation pratiquement assimilable à un court-circuit.

Un circuit réjecteur antirésonnant (fig. X-7) est disposé en série dans une liaison entre deux étages; il présente une grande impédance à toute composante de fréquence égale à sa fréquence de résonance et une impédance plus ou moins faible à toute autre fréquence. Cela explique que la première composante soit atténuée et même éliminée par ce circuit réjecteur.

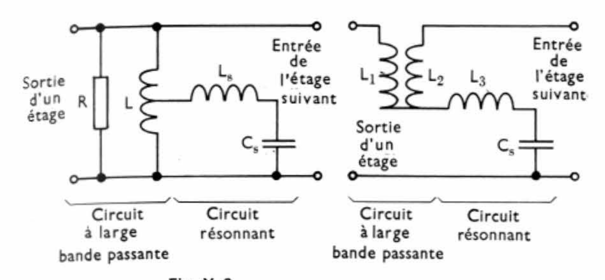


Fig. X-6

Sortie d'un étage — L — C — Entrée de l'étage suivant

Fig. X-7

3. DÉTECTION — AMPLIFICATION DU SIGNAL VIDÉOFRÉQUENCE

Dans la presque totalité des récepteurs de télévision, la détection est réalisée à l'aide d'une diode. Selon que la modulation est positive ou négative, divers montages de détecteurs sont utilisables (fig. X-8).

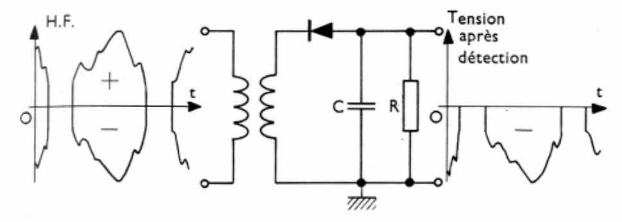
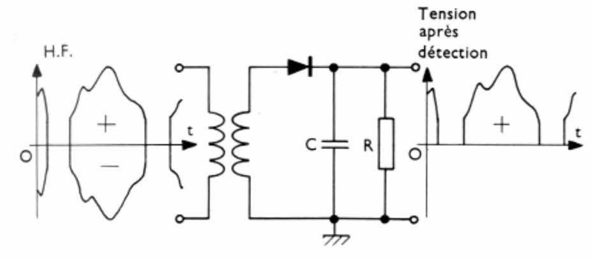


Fig. X-8 — Deux exemples de montages détecteurs



Les diodes à pointe utilisées (V. t. 1, Électronique, chap. 7) présentent une résistance interne faible et des capacités internes réduites. Un filtre de bande, comportant une inductance L_{s1} et des capacités C et C_{p1} (fig. X-9), permet d'éliminer la porteuse. Simultanément, L_{s1} et C_{p1} constituent un circuit de correction de type série pour les fréquences élevées du spectre, tandis que L_p, C_{p1}, et R_d forment un circuit de compensation parallèle.

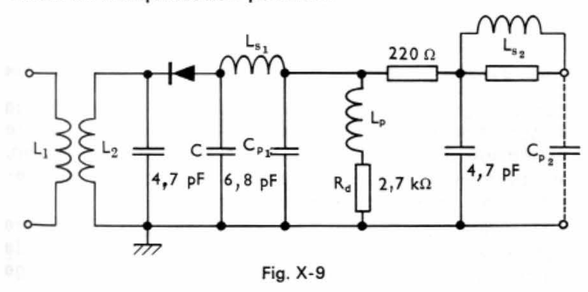
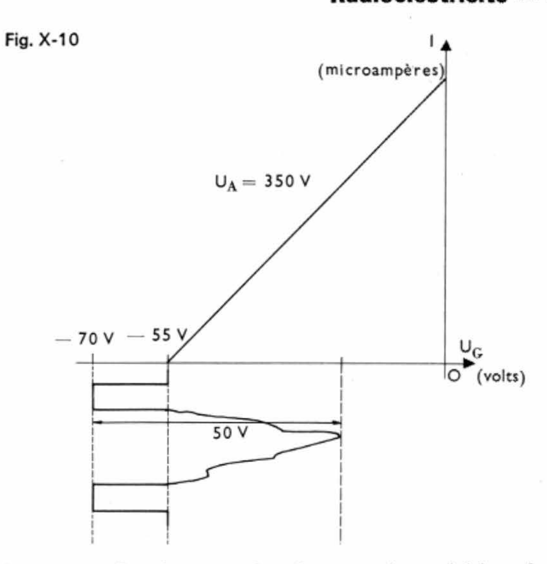


Fig. X-9

Après démodulation, le signal vidéofréquence disponible a une amplitude voisine d'un volt. Cette tension étant insuffisante pour moduler convenablement la tension wehnelt-cathode (l'obtention d'une image, dont le contraste est satisfaisant, impose des variations de tension de plusieurs dizaines de volts), il est nécessaire d'insérer un amplificateur avant le tube cathodique.

Remarque : Pour mieux comprendre le principe de déblocage du tube cathodique sous l'action du signal vidéofréquence, nous pouvons prendre un exemple plus concret.

Fig. X-10



Le courant I, qui traverse le tube, a une intensité fonction de la tension U_G entre le wehnelt et la cathode et de la tension U_A entre l'anode accélératrice et la cathode (fig. X-10). Supposons que la tension de blocage du tube cathodique soit — 55 V ($U_G = -55$ V) pour une tension d'anode de 350 V et que l'amplification vidéo délivre un signal vidéofréquence dont l'amplitude crête à crête est égale à 50 volts. Dans ce signal, environ 30 % de l'amplitude (soit 15 V) correspondent aux signaux de synchronisation, la polarisation du wehnelt est fixée à : (— 55 — 15) = — 70 V. Ce réglage, accessible à l'utilisateur, constitue le réglage de luminosité ou le réglage « lumière », qu'il est plus juste d'appeler *réglage du niveau du noir.* Si la tension de polarisation est insuffisante, chaque point de l'écran est plus clair que désiré : où il faut un point noir, il y a un point gris. Au contraire, une polarisation négative exagérée fournit une image plus sombre : un point qui devrait être blanc est remplacé par un point gris. Remarquons que, même si la tension de polarisation est maintenue à — 70 V, il est possible que l'image soit trop grise ou trop blanche si l'amplitude du signal vidéo est trop faible ou trop grande. C'est pour éviter cet inconvénient qu'il est prévu un réglage de l'amplification, appelé *réglage de contraste.* Ces deux réglages sont dépendants l'un de l'autre, puisque le réglage de luminosité sert à caler le niveau du noir exactement sur la tension d'extinction du tube image pour un signal d'amplitude déterminée obtenue par réglage de l'amplification, c'est-à-dire du contraste.

4. AMPLIFICATION ET DÉTECTION DES SIGNAUX-SON

Selon le standard, la porteuse-son est modulée en amplitude ou en fréquence.

Dans le premier cas (tel le standard français), les signaux-son peuvent être prélevés à la sortie de l'étage mélangeur ou encore à la sortie du premier étage amplificateur à fréquence intermédiaire. Par exemple, avec un circuit résonnant (L_2 — C_2), accordé sur la fréquence de la porteuse F.I.-son (fig. X-11) (à la résonance, ce circuit est traversé par un grand courant, car il présente une impédance négligeable seulement pour la porteuse-son et pour les composantes des bandes latérales), il est possible d'obtenir aux bornes de l'inductance L_2 une tension de grande amplitude corres-

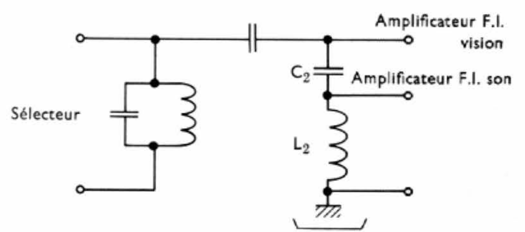


Fig. X-11 — Prélèvement des signaux-son

pondant aux signaux sonores. Elle est ensuite amplifiée par une chaîne F.I.—son, détectée et appliquée à l'entrée d'un amplificateur pour basses fréquences. Il est aussi possible de placer en série, à la sortie de l'étage mélangeur, un circuit résonnant $L_1 - C_1$ accordé sur la porteuse-vision et un circuit antirésonnant $L_2 - C_2$ accordé sur la porteuse-son. Aux bornes de ce deuxième circuit, la tension est maximale lorsqu'il est à la résonance ; cette d.d.p. est transmise vers la chaîne amplificatrice-son. Pour les signaux correspondant au son, certains standards utilisent un procédé dit avec interporteuse (procédé employé dans les récepteurs à normes européennes). Celui-ci consiste à amplifier les signaux-image et son dans les mêmes étages F.I. et à provoquer un phénomène de battement entre la porteuse-image et la porteuse-son. Pour une porteuse-son modulée en fréquence par un signal de basse fréquence, la fréquence du battement obtenu varie en fonction du signal modulant. Pour extraire ce dernier, il suffit d'utiliser un circuit discriminateur de phase ou de rapport (V. chap. 5). Le signal de battement peut être prélevé immédiatement après le détecteur vidéo (fig. X-12) ou après l'amplificateur pour vidéofréquences.

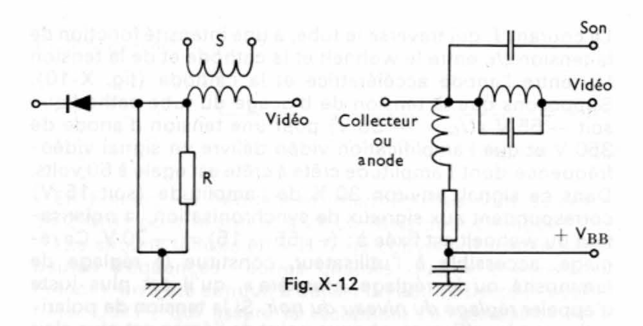


Fig. X-12

5. SÉPARATION DES SIGNAUX DE SYNCHRONISATION

Appliquer le signal vidéofréquence complet aux entrées appropriées des générateurs de balayage risquerait de perturber sérieusement leur bon fonctionnement ; aussi, différents circuits ont-ils été mis au point pour réaliser une séparation convenable des signaux. Ils mettent à profit les différents niveaux électriques qui existent entre les signaux de synchronisation et de luminance dans le signal vidéofréquence composite (V. chap. 9). Rappelons qu'un signal vidéofréquence, qui présente une partie luminance positive par rapport au niveau du noir, est dit à polarité positive. Dans ce cas, les signaux de synchronisation sont à polarité négative par rapport à ce même niveau du noir. Inversement, pour un signal à polarité négative, les signaux de synchronisation sont à polarité positive. L'utilisation des circuits appelés séparateurs impose un « alignement » des signaux

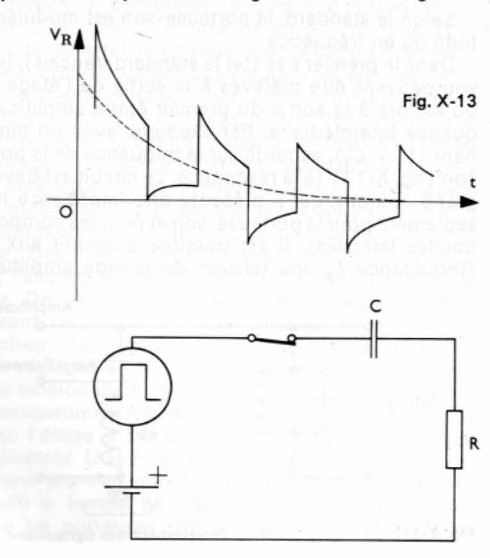


Fig. X-13

de synchronisation sur un même potentiel de référence. Cela n'est pas possible si la transmission se fait par l'intermédiaire d'un condensateur : il y a suppression de la composante moyenne du signal (fig. X-13). Pour rétablir le niveau de référence, il suffit de placer une diode en parallèle avec la résistance (fig. X-14) : si la constante de temps RC est suffisamment grande par rapport à la durée des variations de niveau du signal vidéo-composite, la tension aux bornes de R suit les variations positives du signal d'entrée et la diode ne conduit que pour les variations négatives de tension. Elle permet donc la décharge rapide du condensateur C et le signal est ainsi aligné sur le niveau zéro.

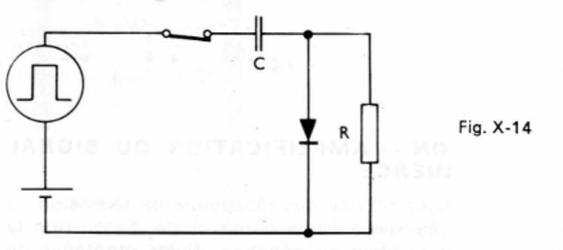


Fig. X-14

Les séparateurs utilisés sont à diode série, à diode parallèle ou à transistor :

— Un séparateur à diode montée en parallèle (fig. X-15), pour signaux à polarité positive, est un simple montage écrêteur dont le seuil de conduction est réglable par l'intermédiaire d'une d.d.p. U. En effet, la diode conduit pour les variations du signal d'entrée supérieures à U ; le signal disponible est constitué uniquement par des impulsions positives, alignées sur le zéro, et d'amplitude égale au seuil d'écrêtage. Par un choix convenable de U, il est ainsi possible d'extraire le train des signaux de synchronisation (ensemble des impulsions de lignes et de trames) du signal vidéo-composite.

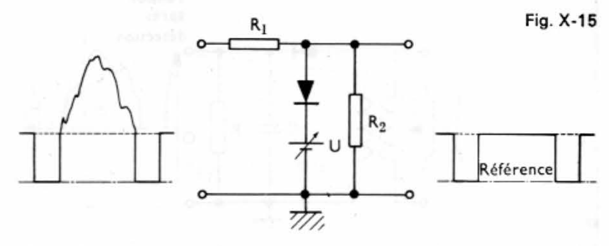


Fig. X-15

— Un séparateur à diode-série (fig. X-16) est aussi un montage écrêteur dont le seuil de conduction est réglable

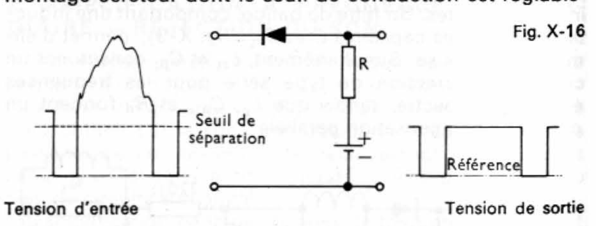


Fig. X-16

Pour un signal vidéo à polarité positive, il n'y a passage de courant dans R que si l'amplitude du signal est inférieure à la tension U. En ajustant convenablement cette tension, il est possible de recueillir à la sortie du montage uniquement les signaux de synchronisation.

— Un étage séparateur à transistor (fig. X-17) présente le grand avantage de permettre d'obtenir les signaux de synchronisation sans les affaiblir. Les éléments du montage

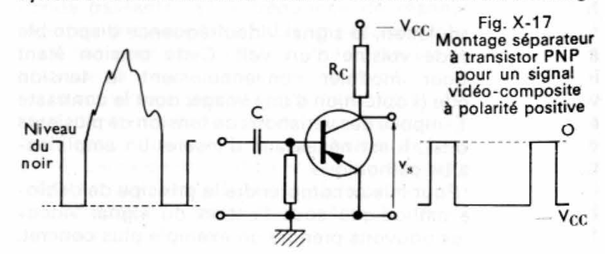


Fig. X-17 Montage séparateur à transistor PNP pour un signal vidéo-composite à polarité positive

sont choisis de façon que le transistor soit bloqué pour les valeurs du signal correspondant au signal de luminance et saturé pour les autres valeurs de ce signal (V. t. 1, Électronique, chap. 16). Le signal de sortie est donc pratiquement égal soit à zéro volt, soit à la tension d'alimentation du montage. Bien entendu, le transistor utilisé doit présenter une faible capacité collecteur-base et une fréquence de coupure élevée, cela afin d'éviter, d'une part, des déformations importantes des impulsions de synchronisation et, d'autre part, la transmission d'une partie du signal de luminance.

Après avoir extrait du signal vidéofréquence composite l'ensemble des signaux de synchronisation avec une polarité positive ou négative, il reste à séparer les signaux de synchronisation des lignes et les signaux de synchronisation des trames. Pour chaque standard, ces signaux différant par leurs durées, cette particularité a été mise à profit pour transformer les différences de durée en différences d'amplitude au moyen de circuits résistance-condensateur soit différenciateurs, soit intégrateurs (V. t. 1, Électronique, chap. 11).

Nous allons tout d'abord considérer le cas de la discrimination des signaux par intégration (normes *E* et *L* qui correspondent respectivement aux 819 lignes et aux 625 lignes françaises). Pour la norme *E*, la durée d'un top-ligne est de 2,5 µs, tandis que celle du top-trame est de 20 µs. Si la constante de temps *RC* du circuit intégrateur est plus grande que la durée du balayage d'une ligne, le signal de sortie présente une différence de niveau très marquée pour les signaux de synchronisation de trames (fig. X-18 a et b). En effet, le condensateur *C* prend une charge très faible pendant la durée d'un top de ligne, mais une charge beaucoup plus importante pendant la durée d'un top de trame. Selon que le numéro de la trame est pair ou impair, le signal obtenu n'est pas le même et il peut se produire un décalage dans le temps du déclenchement de la base de temps verticale (sur l'écran du tube cathodique, cela se traduit par un déplacement des lignes d'une trame par rapport à l'autre). Ce défaut, appelé *pairage*, peut être évité en utilisant un double circuit intégrateur. Dans la norme *L*, cet inconvénient est évité, car des signaux dits d'égalisation sont prévus pour replacer le circuit intégrateur dans le même état électrique au début de chaque retour de trame. L'examen des signaux (fig. X-19) montre que pour les impulsions (cinq) qui précèdent les séquences d'impulsions

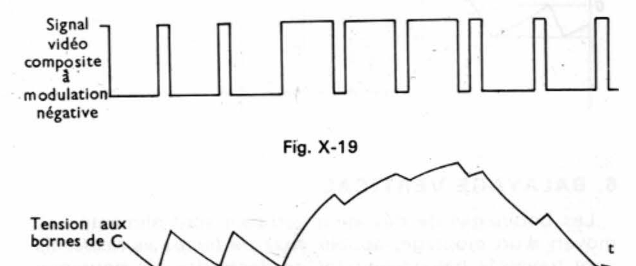


Fig. X-19

de synchronisation de trame, le condensateur se décharge plus qu'il ne se charge et cela fixe le niveau électrique de départ à chaque trame. Pour les cinq impulsions suivantes, le condensateur *C* se charge plus qu'il ne se décharge, de telle manière que la tension croît aux bornes de *C*. Au cours des cinq impulsions de post-égalisation, le condensateur *C* se décharge plus qu'il ne se charge et l'état électrique se rapproche de celui de départ et reste ainsi jusqu'à la trame suivante.

Le signal de déclenchement du retour de trame peut également être obtenu à l'aide d'un circuit différenciateur (fig. X-20). Dans les deux cas, le front arrière du top de trame correspond à une différence de niveau électrique utilisable pour engendrer une impulsion.

D'autres procédés permettent la discrimination des impulsions de trame. Ainsi, des transistors sont maintenus soit à l'état bloqué, soit à l'état saturé (fig. X-21 a et b). Le signal est appliqué à l'entrée d'un circuit *RC* qui présente une constante de temps telle que le front arrière de l'impulsion de trame débloque le transistor.

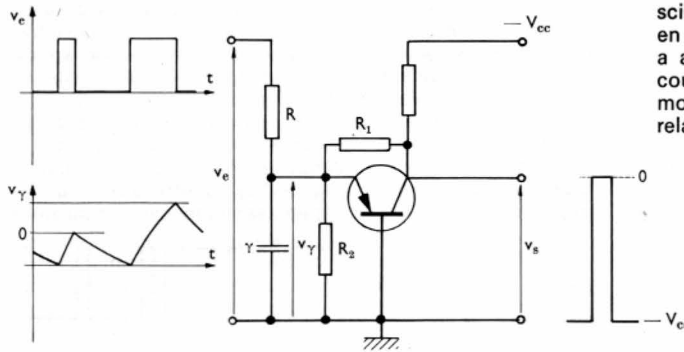
Fig. X-18

Discrimination des signaux de synchronisation par intégration (v_e : tension d'entrée ; v_s : tension de sortie)

Fig. X-20

Obtention du signal de déclenchement de retour de trame (à droite : norme L, à gauche : norme E)

Fig. X-21 a — Étage commandé par des signaux différenciés (norme E)



6. BALAYAGE VERTICAL

Les bobinages de déviation verticale sont alimentés au moyen d'un montage, appelé *base de temps verticale*. Ils sont traversés par un courant en dents de scie pour que le faisceau électronique se déplace à une vitesse déterminée de haut en bas de l'écran et revienne en un temps très court à sa position initiale. Ce courant est, par exemple, le courant de collecteur d'un transistor inséré dans un étage amplificateur (fig. X-22.)

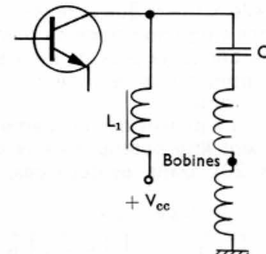
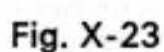


Fig. X-22

Base de temps verticale. Le courant en dents de scie (courant amplifié par le transistor) traverse uniquement les bobines de déviation verticale qui sont associées en série. L'inductance L_1 de grande impédance, n'est traversée que par le courant continu d'alimentation de l'étage

Pour connaître la forme du signal appliqué à l'entrée de l'étage amplificateur, il est nécessaire de préciser les caractéristiques électriques de la charge de ce montage. La théorie et la pratique montrent qu'elle est assimilable à une inductance L_1 en parallèle avec une portion de circuit comportant un condensateur C et une résistance R (fig. X-23). Cette dernière représente la résistance des bobines de déviation dont l'inductance n'a qu'un rôle très faible dans les conditions de fonctionnement choisies. Le condensateur C permet d'éviter le passage d'un courant continu inutile dans les bobines.



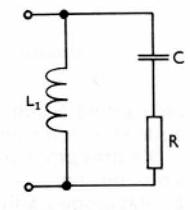


Fig. X-23

Schéma équivalent à la charge de l'étage constituant la base de temps verticale

Exemple numérique :

— Inductance des bobines de déviation : 40 mH
— Résistance de ces bobines : 40 Ω
— Amplitude de la variation du courant dans ces bobines : 0,4 A (valeur dite crête à crête)
— Temps du déplacement - aller du spot : 18 ms
— Temps du déplacement - retour du spot : 2 ms
— Valeur maximale de la chute inductive (V. t. 1, Électricité, chap. 26).

- à l'aller : $e_a = L\,\dfrac{di}{dt} = 40.10^{-3}\,\dfrac{0{,}4}{18.10^{-3}} = 0{,}9$ V
- au retour : $e_r = 40.10^{-3}\dfrac{0{,}4}{2.10^{-3}} = 8$ V

— Valeur maximale de la chute ohmique : $40 \times 0{,}4 = 16$ V.

Ces résultats mettent en évidence le rôle prépondérant de la résistance des bobines et expliquent que nous ayons assimilé ces dernières à des résistances pures.

En choisissant un condensateur C de très grande capacité (c'est-à-dire dont l'influence est négligeable dans le montage), le courant dans la résistance R est en dents de scie si la tension U aux bornes du montage est elle-même en dents de scie. Le courant qui traverse l'inductance L_1 a alors une allure parabolique et il en est de même du courant de collecteur et du courant de commande du montage. Ce résultat est obtenu en utilisant un oscillateur à relaxation (oscillateur bloqué, par exemple), associé à un

Fig. X-21 b

Étage commandé par des signaux intégrés (norme E)
v_e : tension d'entrée.
v_γ : tension aux bornes du condensateur γ.
v_s : tension de sortie

étage adaptateur appelé souvent étage de commande de l'amplificateur final.

7. BALAYAGE HORIZONTAL

La déviation horizontale du faisceau électronique est obtenue à l'aide d'un montage, appelé *base de temps horizontale*. La fréquence de fonctionnement étant beaucoup plus grande que dans le cas du balayage vertical, l'étage final de déviation horizontale est très différent de celui utilisé pour la déviation verticale. Cela résulte du fait que les bobines de déflexion horizontale s'apparentent à des inductances pures et non pas à des résistances.

Exemple numérique :

— Inductance des bobines de déviation : 200 μH
— Résistance de ces bobines : 0,2 Ω
— Amplitude de la variation du courant dans ces bobines : 6 A
— Temps du déplacement - aller du spot : 64 μs (norme *E*)
— Temps du déplacement - retour du spot : 7,5 μs (norme *E*)
— Valeur maximale de la chute inductive :

- à l'aller : $e_a = 200.10^{-6} \times \dfrac{6}{64.10^{-6}} = 18$ V
- au retour : $e_r = 200.10^{-6} \times \dfrac{6}{7{,}5.10^{-6}} = 160$ V

— Valeur maximale de la chute ohmique : $0{,}2 \times 6 = 1{,}2$ V.

Cet exemple illustre bien l'importance de l'inductance des bobines dans ce cas.

Le courant, dans les bobines de déviation horizontale, est également un courant en dents de scie. Cependant, lorsqu'il est nul, c'est-à-dire lorsque le faisceau n'est pas dévié, il faut que la trace du point d'impact se trouve au milieu de l'écran du tube cathodique. Les variations du courant peuvent donc être décomposées de la façon suivante (fig. X-24) :

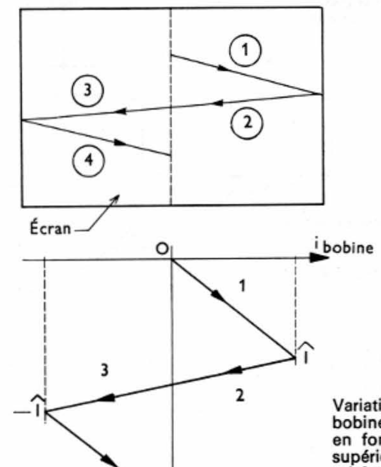


Fig. X-24

Variations du courant traversant les bobines de déviation horizontale en fonction du temps. La partie supérieure de la figure représente schématiquement les déplacements correspondants du spot sur l'écran (le déplacement selon la verticale a été volontairement amplifié)

— trajectoire 1 : le courant croît linéairement d'une valeur nulle à une valeur maximale positive (déplacement du spot lumineux du centre de l'écran vers la droite) ;

— trajectoires 2 et 3 : elles correspondent à une décroissance du courant de la valeur de crête $\widehat{I}$ à $-\widehat{I}$ (déplacement du spot de la droite à la gauche de l'écran) ;

— trajectoire 4 : le courant croît de sa valeur minimale $-\widehat{I}$ à une valeur nulle (déplacement du spot de la gauche de l'écran vers le centre de celui-ci).

Ce courant peut être obtenu au moyen de montages assimilables à l'association en série d'un générateur de courant continu de f.é.m. *E*, d'une inductance *L* et d'un interrupteur *K*. Le condensateur C_p, représenté en parallèle avec *L*, figure de manière symbolique la capacité parasite de la bobine. Pour que l'inductance soit traversée par le courant désiré, nous opérerons de la façon suivante (fig. X-25 a et b) :

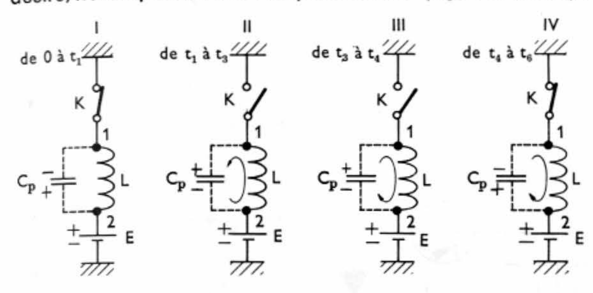


Fig. X-25 a — Différents états du montage

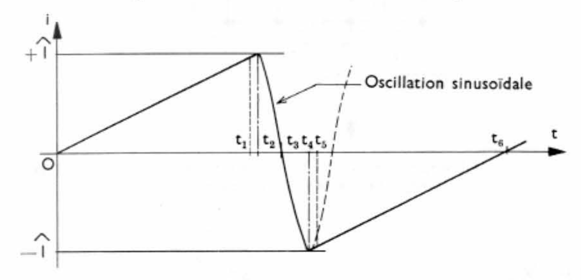


Fig. X-25 b — Variations de l'intensité du courant

— *Fermeture de l'interrupteur K à l'instant initial t = 0* : un courant, croissant avec le temps, traverse *L* et C_p se charge (la tension aux bornes de *L* est constante, pratiquement égale à $u = -L\dfrac{di}{dt} = -E$ car *L* est grand ; par suite, $i = \dfrac{E}{L}t$) ;

— *Ouverture de K à l'instant t_1* : l'inductance empêche une variation brutale de l'intensité du courant qui la traverse et le courant, engendré par auto-induction, passe à travers C_p qui se décharge. Tout d'abord, il se produit une croissance du courant jusqu'à une valeur $\widehat{I}$ atteinte à un instant t_2 ; lorsque la charge de C_p est nulle, toute l'énergie est sous forme électromagnétique ($\frac{1}{2}L\widehat{I}^2$) et l'intensité du courant est maximale. Ensuite, le courant décroît sans changer de sens et C_p se charge ; le courant est nul à l'instant t_3. L'énergie électrique étant alors emmagasinée dans le condensateur sous forme électrostatique ($\frac{1}{2}C\widehat{U}^2$), la d.d.p. aux bornes de celui-ci est maximale ($u = \widehat{U}$). À partir de cet instant, C_p se décharge à travers *L* et le sens du courant, dans la bobine, est le contraire de ce qu'il était précédemment. Lorsque la tension *u* aux bornes de C_p devient nulle, l'intensité du courant passe par sa valeur minimale $-\widehat{I}$ (instant t_4). Ensuite, le courant décroît et la tension *u* également.

— *Fermeture de K à l'instant t_5* (l'instant t_5 correspond au moment où $u = -E$). La loi de variation du courant ne dépend plus seulement du circuit oscillant, mais aussi du générateur qui permet d'appliquer une tension constante aux bornes de *L* ; le courant croît de nouveau suivant la même loi qu'entre les instants zéro et t_1 mais, cette fois, les conditions initiales étant différentes, cette croissance se fait de $-\widehat{I}$ à $+\widehat{I}$.

Évidemment, pour les vitesses de commutation utilisées en télévision, l'interrupteur *K* est remplacé par un transistor ou un tube électronique.

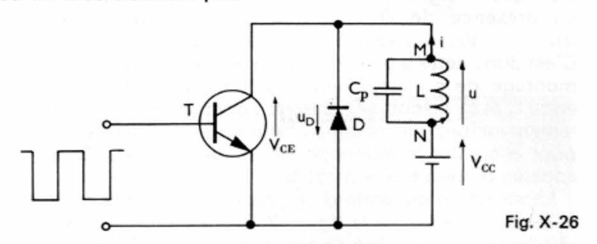


Fig. X-26

La figure X-26 représente un montage très utilisé. Entre les instants 0 et t_1, un signal de commande convenable, appliqué entre base et émetteur, porte le transistor *T* à saturation et l'inductance *L* est traversée par un courant croissant. La tension v_{CE} entre le collecteur et l'émetteur est faible ; la diode *D*, placée sous une légère tension inverse, est bloquée (fig. X-27). À l'instant t_1, le transistor est rendu non conducteur et le courant dans le bobinage *L* varie comme indiqué dans le montage de principe étudié précédemment. Entre les instants t_1 et t_5, la diode *D* est sous tension inverse (u_D est égale à V_{CC} augmentée de la d.d.p. *u* aux bornes de *L*) et aucun courant ne peut la traverser. Remarquons qu'à l'instant t_3, la tension aux bornes du circuit oscillant est maximale (le condensateur est complètement chargé et le courant dans *L* est nul) ; la valeur $\widehat{U}$, atteinte par la tension *u*, peut être bien supérieure à V_{CC} ($\frac{1}{2}C_p\widehat{U}^2 = \frac{1}{2}L\widehat{I}^2$;

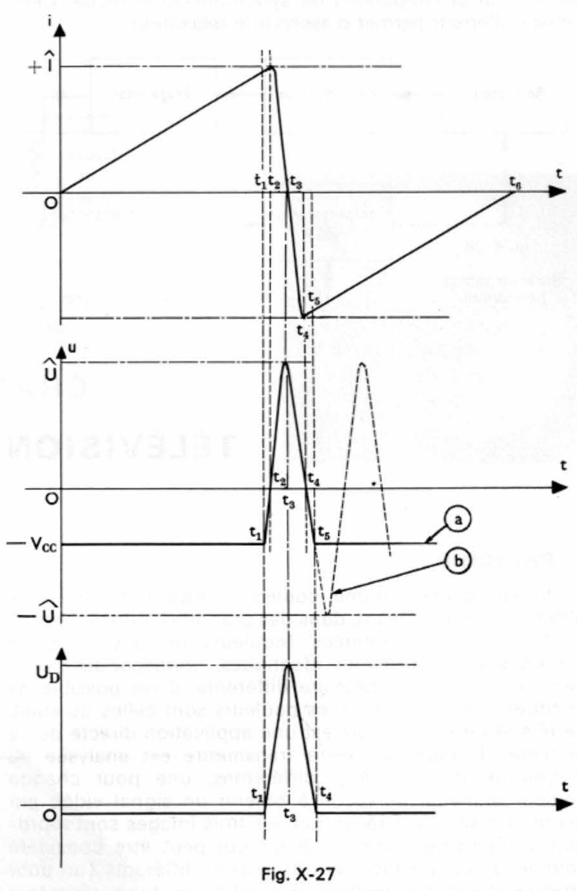


Fig. X-27

a) d.d.p. obtenue en présence de diode D
b) d.d.p. en l'absence de diode D

avec $L = 200\ \mu H$, $C_p = 200$ pF et $\widehat{I} = 10$ A, il vient $\widehat{U} = 10$ kV alors que V_{CC} est égal à quelques dizaines de volts). À partir de l'instant t_5, le fonctionnement du montage réel différerait légèrement de celui du montage de principe s'il n'y avait pas de diode D ; en effet, la tension u devenant très négative, le transistor ne pourrait être rendu conducteur bien que le signal appliqué à l'entrée ait la valeur désirée. La présence de D évite cet inconvénient: la tension $u_D = (-V_{CC} - u)$ est alors positive et la diode est passante. C'est donc cette diode D qui joue le rôle de l'interrupteur du montage de principe durant l'intervalle de temps compris entre t_5 et t_6. Le courant, dans le bobinage, croît alors linéairement en fonction de temps, tandis que le générateur, utilisé pour alimenter le montage, se charge à travers D, qui est appelée diode de récupération.

La structure générale d'un étage de balayage horizontal nous est donnée par la figure X-28. L'étage final nécessite une certaine puissance de commande qui est fournie par un étage amplificateur d'impulsions. La commande de l'étage amplificateur est assurée par un relaxateur fournissant des signaux à la fréquence des lignes. Afin d'assurer un synchronisme parfait avec le balayage des caméras à l'émission, un comparateur de phase fournit une tension d'erreur proportionnelle, en grandeur et en signe, au déphasage entre l'impulsion de retour prélevée sur l'étage de puissance final et l'impulsion de synchronisation reçue. Cette tension d'erreur permet d'asservir le relaxateur.

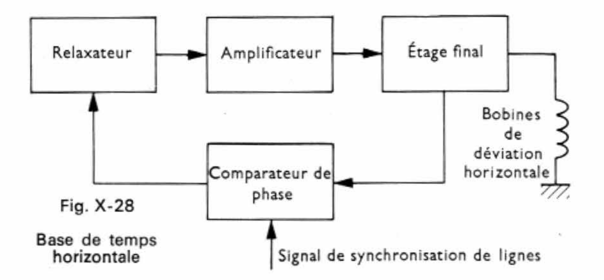


Fig. X-28

Base de temps horizontale

Le montage oscillateur, utilisé pour la commande de l'étage final de balayage de lignes, est généralement un multivibrateur, un oscillateur bloqué ou un oscillateur sinusoïdal qui peut être un oscillateur Colpitts ou Hartley (V. t. 1, Électronique, chap. 16 et 18).

Remarque sur l'obtention de la tension d'accélération (ou très haute tension): L'importante tension induite, pendant le balayage de lignes, lors du retour du spot, est utilisée pour obtenir une haute tension. Un enroulement est couplé magnétiquement à l'enroulement siège de cette surtension; il comporte un grand nombre de spires et la d.d.p. entre ses bornes est très grande. Cet enroulement est placé en série avec une diode (fig. X-29). Un redressement et un filtrage permettent d'obtenir la tension d'accélération nécessaire au fonctionnement du tube cathodique (plusieurs dizaines de milliers de volts).

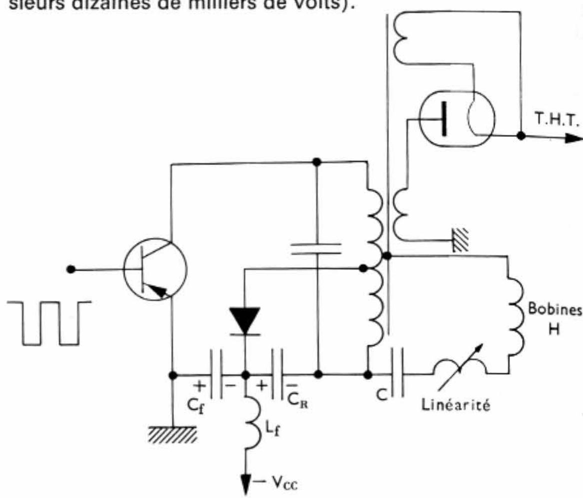


Fig. X-29 — Obtention de la T.H.T.; L_f et C_f constituent une cellule de filtrage de l'alimentation du montage

CHAPITRE XI

TÉLÉVISION EN COULEURS

1. PRINCIPE

La reproduction d'une couleur quelconque peut être obtenue en mélangeant, dans des proportions convenables, trois couleurs déterminées (couleurs primaires), et, en superposant trois images identiques, correspondant chacune à une couleur primaire différente, il est possible de restituer une image dont les couleurs sont celles du sujet. La télévision en couleurs est une application directe de ce principe: l'image colorée à transmettre est analysée au moyen de trois caméras différentes, une pour chaque couleur primaire, de façon à obtenir un signal vidéo par teinte primaire. À la réception, les trois images sont reproduites séparément sur un écran qui peut être considéré comme la juxtaposition de trois écrans différents (un pour chaque couleur primaire). En effet, le tube récepteur (appelé aussi synthétiseur) comporte un écran formé de minuscules pastilles colorées (luminiphores ou phosphores), disposées régulièrement par groupes de trois, chacune donnant une couleur différente. Trois canons électroniques sont utilisés pour restituer les trois images correspondant aux trois couleurs primaires; ainsi, à un point de l'image à transmettre correspondent trois points distincts sur l'écran (un par couleur primaire). Cependant, ces points sont si près les uns des autres qu'un observateur ne distingue qu'un point dont la coloration est la superposition des couleurs des trois points. Un dosage judicieux de la luminance de chacun de ces points permet de restituer toutes les couleurs désirées.

2. PERCEPTION DES COULEURS

L'œil est un récepteur moins précis pour les couleurs que pour les différences de luminance. En effet, nous savons que la perception visuelle dépend, d'une part, des bâtonnets qui permettent la vision avec une grande définition, même dans le cas de faibles éclairements, d'autre part, des cônes moins sensibles et moins nombreux qui servent pour la perception des différences de nuances, c'est-à-dire des couleurs. Cela explique que des détails d'un très petit objet coloré puissent être perçus sans qu'il soit possible d'identifier la couleur de cet objet. Suivant que la vision

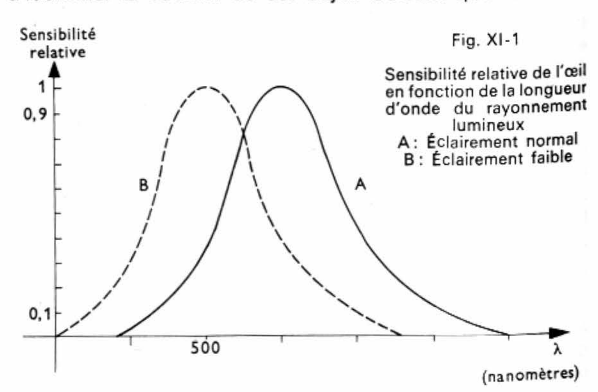
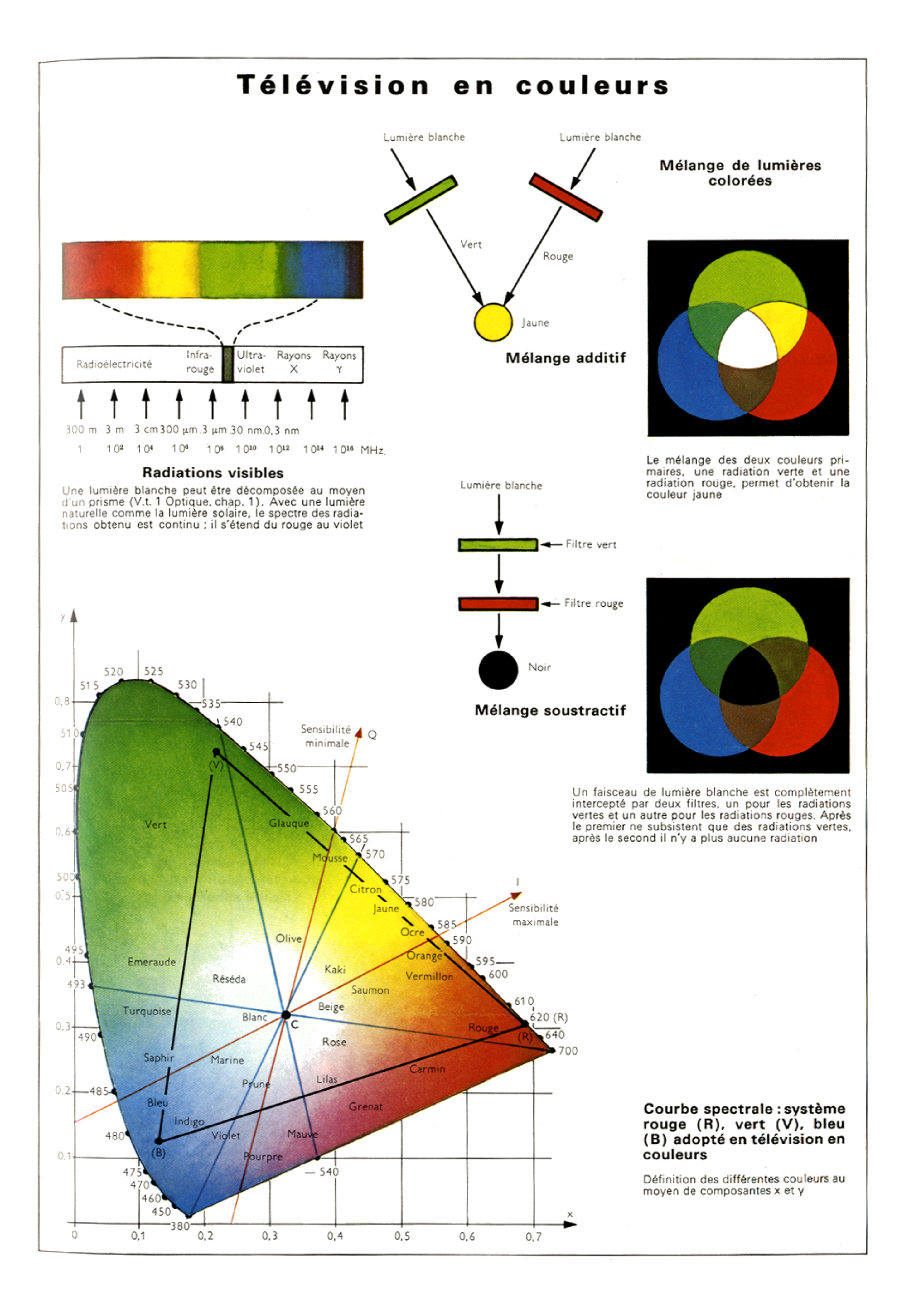


Fig. XI-1

Sensibilité relative de l'œil en fonction de la longueur d'onde du rayonnement lumineux
A: Éclairement normal
B: Éclairement faible

Télévision en couleurs



Radiations visibles

Une lumière blanche peut être décomposée au moyen d'un prisme (V.t. 1 Optique, chap. 1). Avec une lumière naturelle comme la lumière solaire, le spectre des radiations obtenu est continu ; il s'étend du rouge au violet

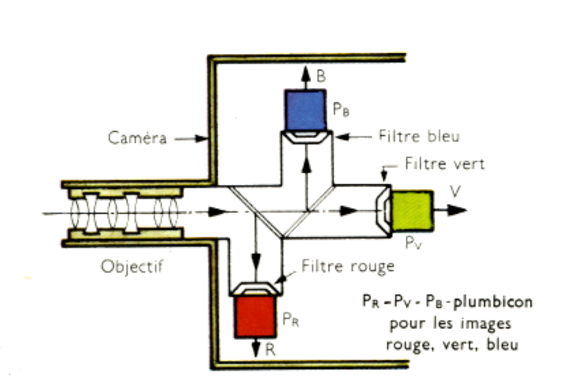
Mélange de lumières colorées

Le mélange des deux couleurs primaires, une radiation verte et une radiation rouge, permet d'obtenir la couleur jaune

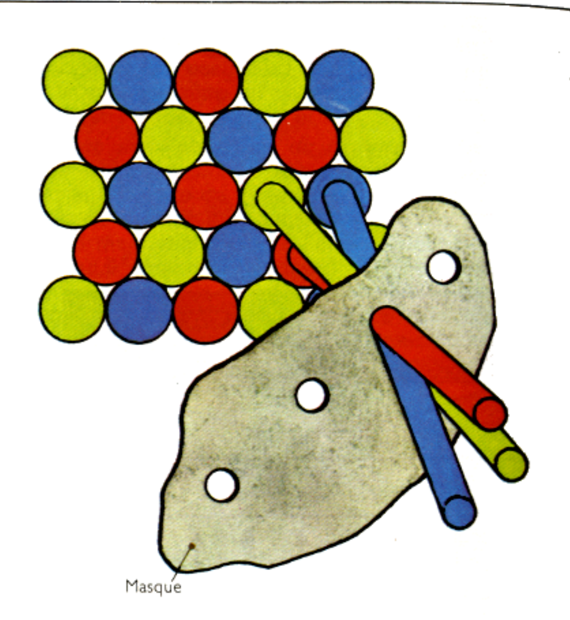
Un faisceau de lumière blanche est complètement intercepté par deux filtres, un pour les radiations vertes et un autre pour les radiations rouges. Après le premier ne subsistent que des radiations vertes, après le second il n'y a plus aucune radiation

Courbe spectrale : système rouge (R), vert (V), bleu (B) adopté en télévision en couleurs

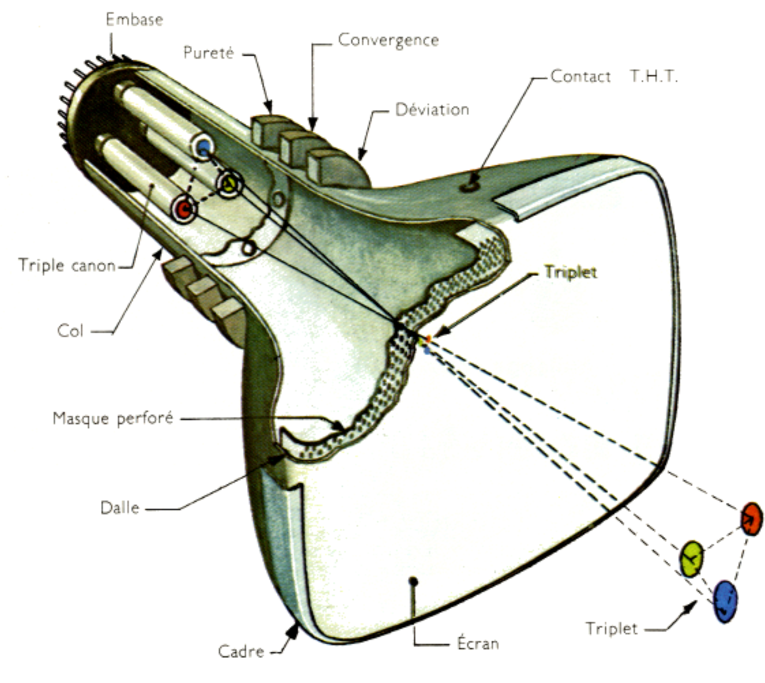
Définition des différentes couleurs au moyen de composantes x et y



Caméra trichrome
Sélection chromatique par miroirs dichroïques

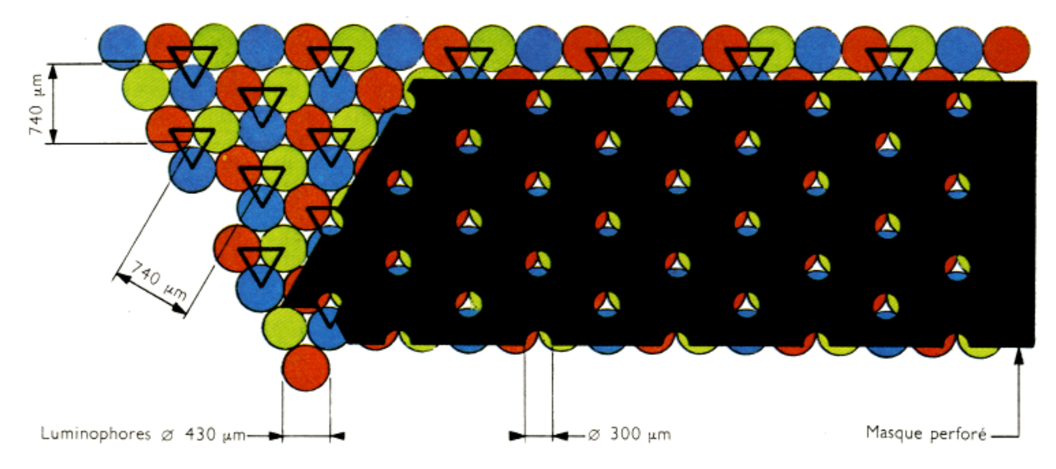


Trajets des faisceaux électroniques provenant des canons électroniques

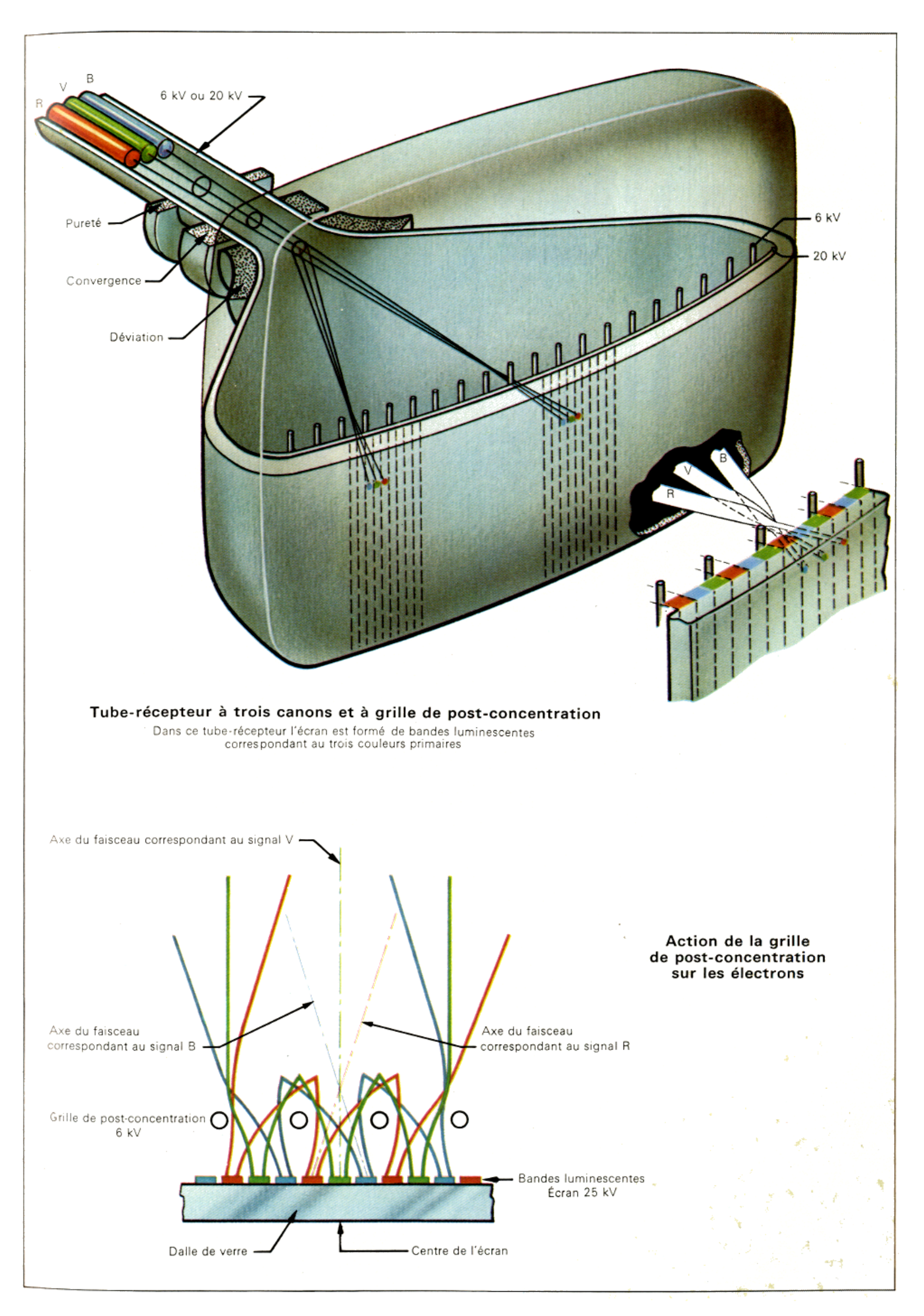


Les faisceaux d'électrons issus des trois canons électroniques passent par la même perforation du masque et permettent l'excitation des trois phosphores d'un même triplet. On réalise ainsi une véritable synthèse additive des trois couleurs primaires

Tube cathodique
pour télévision en couleurs
(coupe schématique)



Disposition des triplets sur l'écran du tube cathodique

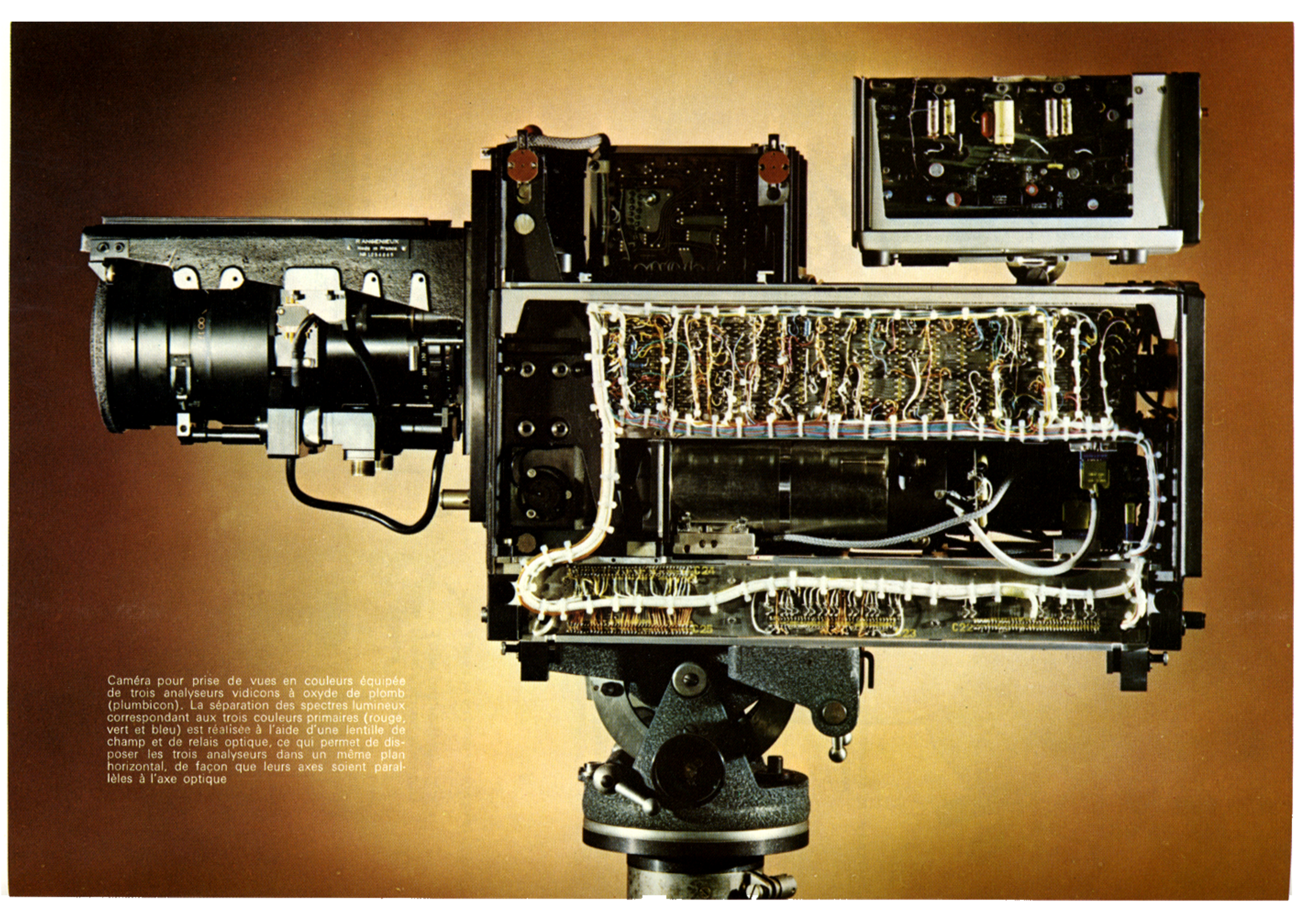


Tube-récepteur à trois canons et à grille de post-concentration

Dans ce tube-récepteur l'écran est formé de bandes luminescentes correspondant au trois couleurs primaires

Action de la grille de post-concentration sur les électrons

Documents : R.T.C.



Caméra pour prise de vues en couleurs équipée de trois analyseurs vidicons à oxyde de plomb (plumbicon). La séparation des spectres lumineux correspondant aux trois couleurs primaires (rouge, vert et bleu) est réalisée à l'aide d'une lentille de champ et de relais optique, ce qui permet de disposer les trois analyseurs dans un même plan horizontal, de façon que leurs axes soient parallèles à l'axe optique

Photo : Jacques Pierre - Thomson C.S.F.

fait intervenir les bâtonnets ou les cônes, la sensibilité de l'œil varie beaucoup (fig. XI-1). La longueur d'onde de la radiation a également une grande importance (rappelons qu'une radiation visible est une onde électromagnétique dont la longueur d'onde est comprise entre 380 et 780 nm).

La perception des couleurs dépend évidemment des radiations parvenant à l'œil; par exemple, un objet paraît rouge s'il absorbe toutes les radiations qu'il reçoit, sauf les radiations rouges. La sensation colorée dépend donc des propriétés réfléchissantes de l'objet et de la longueur d'onde de la radiation utilisée pour l'éclairer. Mais elle dépend aussi d'un certain nombre d'autres facteurs qui permettent de la définir précisément.

Une couleur est d'abord caractérisée par sa *teinte*, ou *dominante*, qui dépend de la longueur d'onde de la radiation transportant l'énergie la plus grande (fig. XI-2).

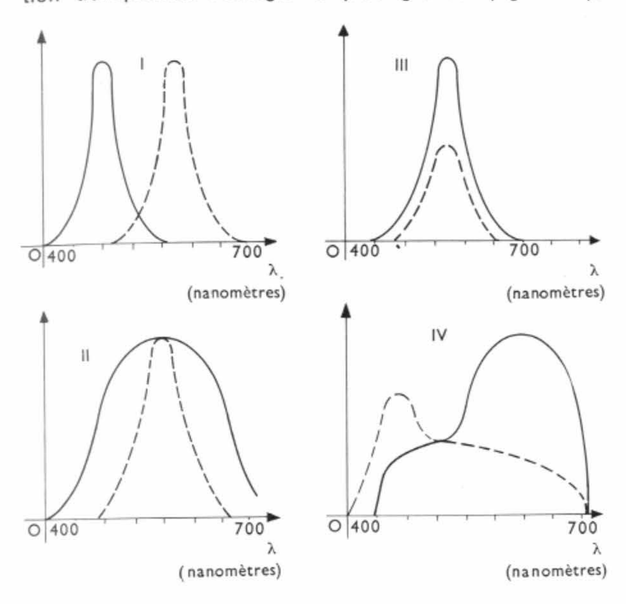


Fig. XI-2 — I : couleurs de teintes différentes. II : couleurs de saturations différentes. III : couleurs différentes car leur luminance est différente. IV : couleurs différant par leur teinte, leur luminance et leur saturation

Cependant, un vert de longueur d'onde égale à 500 nm peut être un vert pâle ou un vert soutenu, car la sensation lumineuse dépend aussi des autres radiations du spectre lumineux. C'est pourquoi, une couleur est aussi caractérisée par sa *saturation*, c'est-à-dire par la valeur du rapport de l'énergie réfléchie transportée par la dominante et de celle transportée par toutes les autres radiations du spectre. La longueur d'onde de la lumière et les propriétés réfléchissantes de l'objet influent également sur la valeur de ce rapport. Par ailleurs, avec un objet pour lequel la dominante et la saturation sont bien déterminées, la perception des couleurs diffère suivant que cet objet est plus ou moins éclairé, si toutefois l'intensité de la source est suffisante pour solliciter une activité conjointe des cônes et des bâtonnets. Autrement dit, la sensation lumineuse dépend de la *luminance* de la source (V. t. 1, Optique, chap. 4).

3. REPRODUCTION DES COULEURS

Trois couleurs, dites primaires, suffisent pour reproduire la plupart des autres couleurs, car il a été constaté qu'il n'est pas nécessaire de restituer exactement le spectre correspondant à la couleur (spectre continu, en général). En effet, il suffit que les trois couleurs soient dans des rapports déterminés, définis au moyen de trois coefficients dits trichromatiques x, y et z ($z = 1 - x - y$). Dans le cas où le rayonnement qui parvient à l'œil est la somme d'un ensemble de radiations, il s'agit d'une synthèse additive; si le rayonnement qui frappe la rétine est le reste d'un spectre d'illumination, il s'agit d'une synthèse soustractive (V. hors-texte). En télévision en couleurs, les radiations primaires sont le rouge ($\lambda_R = 700$ nm), le vert ($\lambda_V = 546{,}1$ nm) et le bleu ($\lambda_B = 435{,}8$ nm) : c'est le système R.V.B. Ces couleurs primaires permettent notamment de reconstituer l'effet de blanc.

En principe, dans un plan (x, y), x et y correspondant aux deux premiers coefficients trichromatiques, toute couleur peut être représentée par un point à l'intérieur du triangle rectangle isocèle de côté unité; en réalité, le lieu des couleurs pures ou saturées du spectre visible est donné par la courbe de la figure XI-3. Une couleur est d'autant plus lavée que le point qui la représente est plus proche du point W ($x = 0{,}33$; $y = 0{,}33$). Signalons que deux couleurs sont complémentaires si leur mélange est représenté par un point M situé en W.

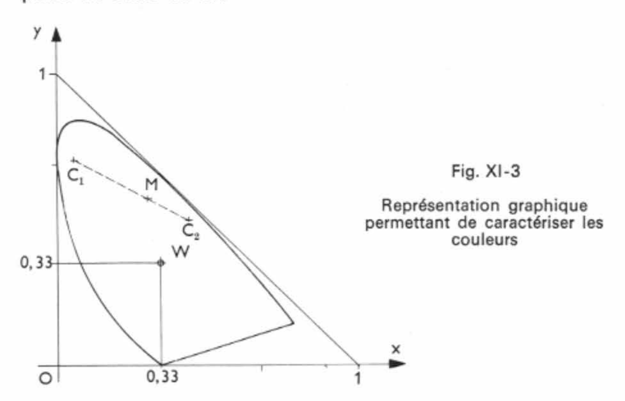


Fig. XI-3

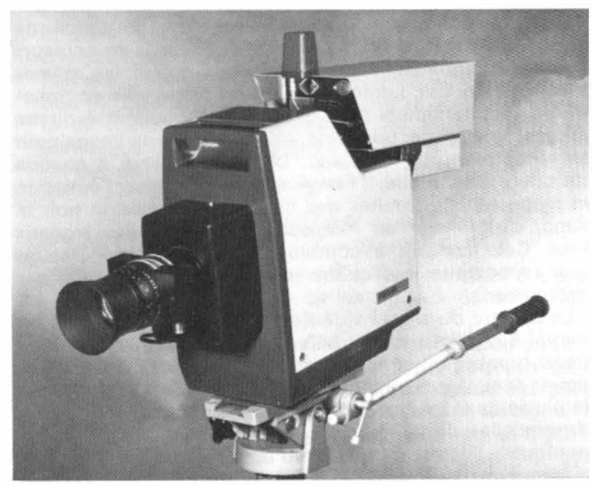
Représentation graphique permettant de caractériser les couleurs

Comme la saturation dépasse rarement 0,6, les luminiphores primaires des tubes trichromes correspondent à des couleurs dont les points représentatifs forment un triangle qui contient les points de saturation inférieure ou égale à 0,6 (V. hors-texte). Elles sont définies par les coordonnées suivantes :

pour le rouge : ($x = 0{,}67$; $y = 0{,}33$)
pour le vert : ($x = 0{,}21$; $y = 0{,}71$)
pour le bleu : ($x = 0{,}14$; $y = 0{,}08$).

4. PRISES DE VUES EN COULEURS

Le procédé mis en œuvre doit permettre l'obtention de signaux électriques proportionnels aux composantes rouge, verte et bleue de l'image télévisée. La séparation trichromatique s'opère derrière l'objectif de prises de vues grâce à trois analyseurs d'images, tels que des plumbicons (V. chap. 8). Il est nécessaire de positionner les plumbicons de façon qu'ils reçoivent la même image, avec des teintes différentes, quelle que soit la position de l'objectif. Les trois primaires sont sélectionnées par l'intermédiaire de miroirs dichroïques (V. hors-texte) qui possèdent la propriété de réfléchir la presque totalité des seules radiations dont les longueurs d'onde sont comprises entre deux limites déterminées. Afin d'opérer une séparation des primaires encore plus efficace, il faut disposer un filtre



Caméra pour télévision en couleurs (*Philips*)

Fig. XI-4

Télévision en couleurs (liaison par câble)
R, V, B : signaux de chrominance correspondant respectivement aux teintes rouge, verte et bleue
Y : signal de luminance

supplémentaire devant chaque cible de plumbicon. Les signaux électriques correspondants sont obtenus de la même manière que dans le procédé de télévision en noir et blanc. En les additionnant dans des proportions déterminées, fonction de la courbe de sensibilité de l'œil humain, on reconstitue le signal de luminance utilisé en télévision noir et blanc. En effet, si la luminance d'un point de couleur varie, les amplitudes des primaires sont modifiées mais les rapports sont conservés. Les proportions adoptées conduisent à définir la luminance *Y* par la relation suivante :

$$Y = 0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$$

Certaines caméras comportent un quatrième plumbicon. Cet analyseur supplémentaire est réservé à la prise de vues noir et blanc ; il fournit donc le signal de luminance.

5. TRANSMISSION DES SIGNAUX DE CHROMINANCE OU INFORMATION-COULEURS

La transmission des signaux de télévision en couleurs peut être réalisée par câbles ou par ondes hertziennes. Dans un système de télévision en couleurs en circuit fermé, les signaux sont amplifiés séparément et transportés vers les canons électroniques par des circuits distincts (fig. XI-4) ; les circuits sont choisis en veillant à ne pas réduire la bande passante pour que les composantes des spectres vidéo rouge, vert et bleu ne soient pas altérées au cours de la transmission.

Dans le cas d'une liaison par voie hertzienne, le problème de la largeur de bande émise (largeur du spectre de fréquences du signal modulé) et celui de la compatibilité interviennent. La *compatibilité* est la propriété des systèmes de télévision qui permettent la reproduction de la même image par des récepteurs en noir et blanc et par des récepteurs trichromes. Cela impose que le signal de luminance *Y* soit identique en noir et blanc et en couleurs et que les signaux de synchronisation soient les mêmes dans les deux cas. Logiquement, il est nécessaire de transmettre simultanément les signaux correspondant à quatre images : une rouge, une verte, une bleue et une image pour les récepteurs noir et blanc. Le canal réservé à chaque utilisateur étant limité, il est nécessaire de réaliser l'émission en respectant les limites des canaux de télévision noir et blanc, c'est-à-dire en réduisant le nombre des signaux émis. Cela conduit à combiner les signaux nécessaires pour reconstituer ces quatre images : c'est le *codage des informations*.

Le spectre du signal vidéo est formé d'un signal fondamental à la fréquence du balayage des lignes associé à un grand nombre d'harmoniques ; les fréquences des harmoniques sont régulièrement espacées jusqu'à des fréquences de plusieurs mégahertz. Le spectre d'énergie des émissions séquentielles de lignes est constitué par une suite d'harmoniques, l'écart entre deux d'entre elles étant celui de la fréquence de récurrence des lignes. Autrement dit, le spectre présente de nombreux intervalles inoccupés ; l'énergie est transportée par un certain nombre d'harmoniques, celles de rang faible notamment. Les harmoniques de rang élevé ont des amplitudes décroissantes jusqu'à la limite supérieure de la bande de fréquences transmise (5,5 MHz environ). De plus, du fait que la fréquence des trames est un sous-multiple de la fréquence de répétition des lignes, l'énergie est transportée par des composantes dont les fréquences sont des multiples entiers de cette fréquence de lignes, des composantes consécutives étant séparées par des espaces identiques égaux à la fréquence des trames (fig. XI-5). Ces particularités ont permis la

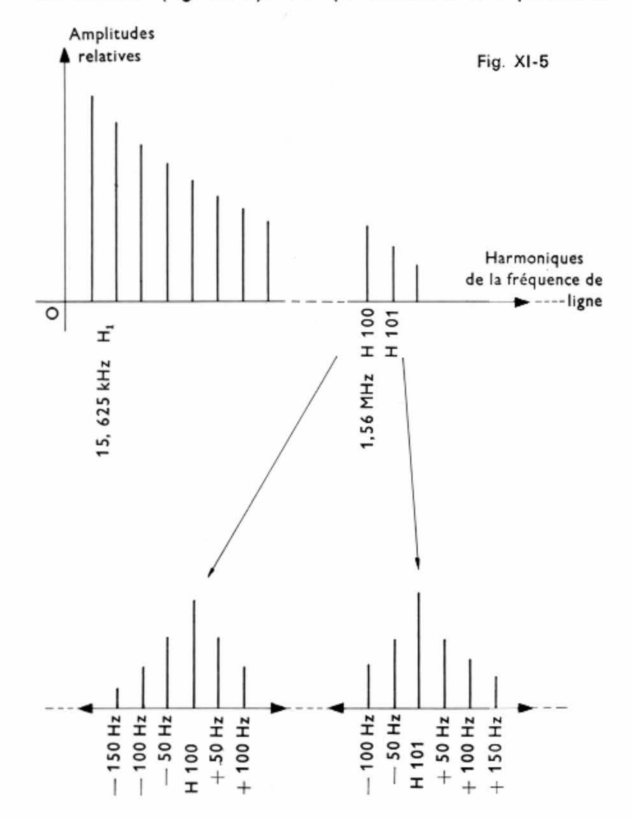


Fig. XI-5

mise au point d'un système de codage très intéressant, le spectre de fréquences des signaux de chrominance correspondant aux informations-couleurs est intercalé dans les intervalles libres du spectre des signaux de luminance *Y* (fig. XI-6). Ces signaux de chrominance modulent un courant qui donnera naissance à une porteuse (la sous-porteuse chrominance), dont la longueur d'onde est comprise entre celles de deux harmoniques de la fréquence des lignes ; sa position dépend du type de modulation utilisé et de la largeur des bandes latérales.

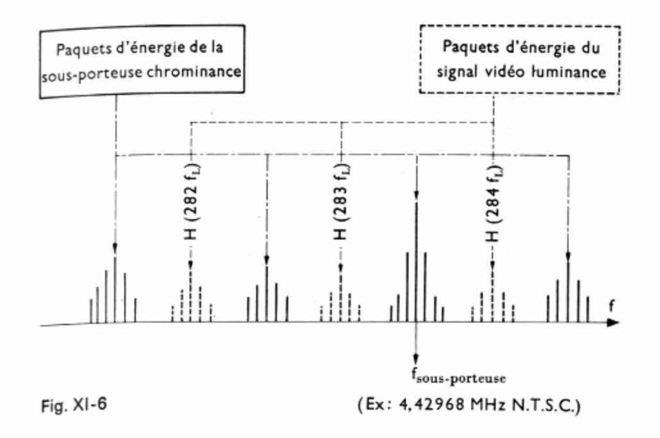


Fig. XI-6 (Ex: 4,42968 MHz N.T.S.C.)

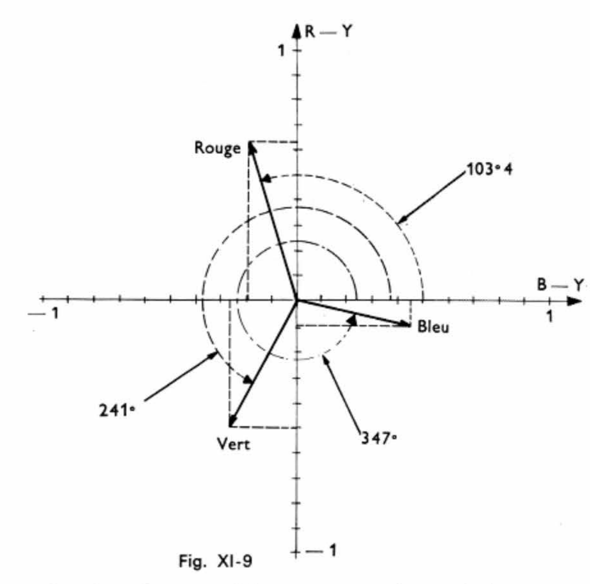


Fig. XI-9

Représentations vectorielles des trois couleurs primaires choisies pour le système N.T.S.C.

6. CORRECTION DE GAMMA

La caméra trichrome comporte trois analyseurs qui sont respectivement sensibles au rouge, au vert et au bleu. Après chaque analyseur, il est procédé à une correction de gamma (V. chap. 9), afin de compenser la non-linéarité en fonction de la luminance de l'ensemble analyseur-synthétiseur de la chaîne de transmission (fig. XI-7). Cette correction est nécessaire, car la transmission des images en couleurs repose sur le principe du mélange additif trichrome; il faut donc qu'il y ait proportionnalité entre la luminance de l'une des composantes reproduites sur l'écran du synthétiseur (réception) et la luminance du signal correspondant qui est reçue par l'analyseur. Cette correction s'opère sur le vidéosignal. Ces signaux corrigés sont utilisés pour fournir, d'une part, le vidéosignal de luminance, qui est identique à celui obtenu à partir d'un analyseur en noir et blanc, d'autre part, les différents signaux nécessaires à la transmission de la chrominance.

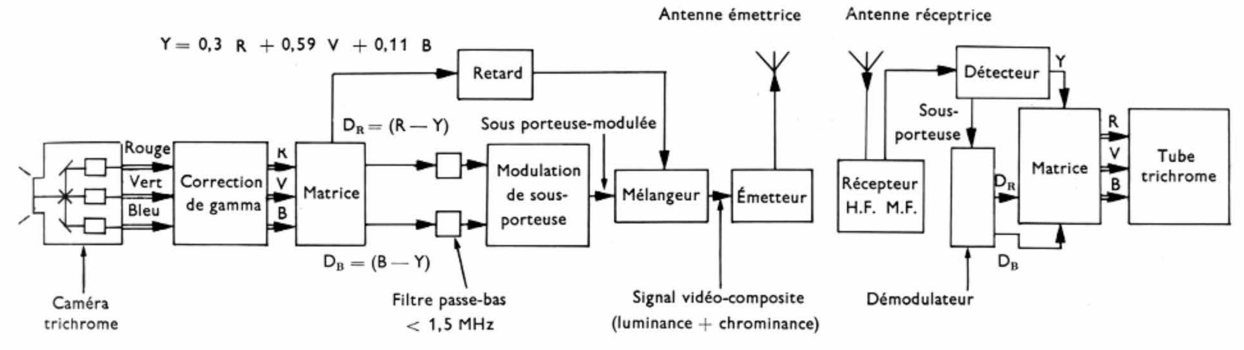


Fig. XI-7 — Transmission d'images en couleurs par ondes hertziennes

7. SYSTÈME N.T.S.C. *(National Television System Committee)*

Une étude plus complète montre qu'il est possible d'associer un vecteur à chaque couleur dans un système d'axes perpendiculaires (fig. XI-8), les composantes de ce vecteur étant respectivement proportionnelles à $(B - Y)$ et à $(R - Y)$. L'angle φ que fait ce vecteur, dit de chrominance, avec l'axe des abscisses, détermine la teinte: $\operatorname{tg} \varphi = \dfrac{|R - Y|}{|B - Y|}$. La longueur OC de ce vecteur est proportionnelle à la saturation de la couleur (le point O est la projection de tous les blancs, c'est-à-dire de tous les points de saturation nulle).

$$OC = U_C = \sqrt{(R - Y)^2 + (B - Y)^2}$$

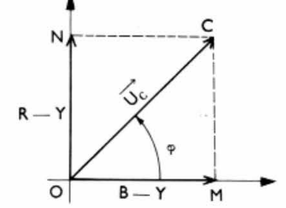


Fig. XI-8

Vecteur associé à une couleur

À titre d'exemple, la figure XI-9 fournit les représentations vectorielles des trois couleurs primaires. Cela explique que dans le système N.T.S.C., les informations soient transportées, d'une part, au moyen d'un signal de luminance Y ($Y = 0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$) et, d'autre part, par l'intermédiaire de signaux $D_R = R - Y$ et $D_B = B - Y$, obtenus en faisant respectivement la différence des signaux corrigés rouge R et bleu B et de Y (codage). Ainsi, il n'y a information de chrominance que si l'élément d'image analysée présente une caractéristique de couleur; si la parcelle d'image analysée est blanche ou grise, l'information de chrominance disparaît. En effet, dans ces deux cas, la différence entre l'information de couleur et celle de luminance devient précisément nulle.

Pour un point blanc:

$$R = V = B = 1$$
$$Y = 0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B = 1$$

et: $$R - Y = V - Y = B - Y = 0$$

Pour un point gris, ces relations sont multipliées par un coefficient de réduction η et les signaux de différence de couleurs sont toujours nuls.

L'information D_R sert à moduler en amplitude une sous-porteuse, tandis qu'une deuxième sous-porteuse de fréquence rigoureusement égale, mais en quadrature avec la première, est modulée en amplitude par le signal D_B. L'utilisation des modulateurs en anneaux permet d'éliminer ces sous-porteuses et de ne conserver que les quatre bandes latérales du spectre; à la réception, les signaux $(R - Y)$ et $(B - Y)$ sont déphasés de 90° et le signal de chrominance résultant correspond à leur somme (nous

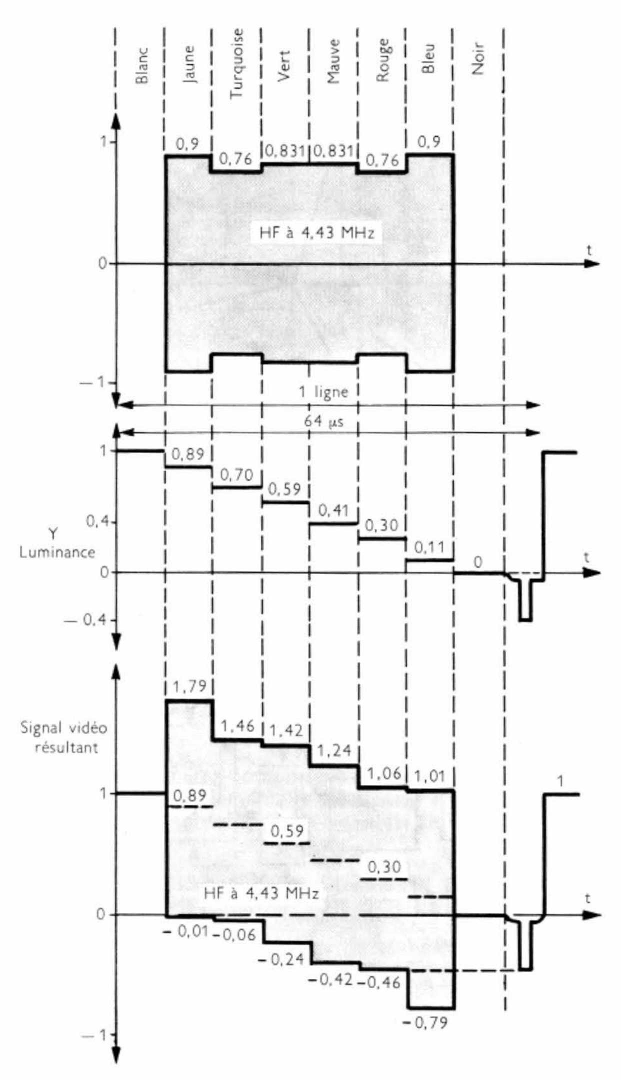


Fig. XI-10 — Système N.T.S.C.; signal vidéo avant correction

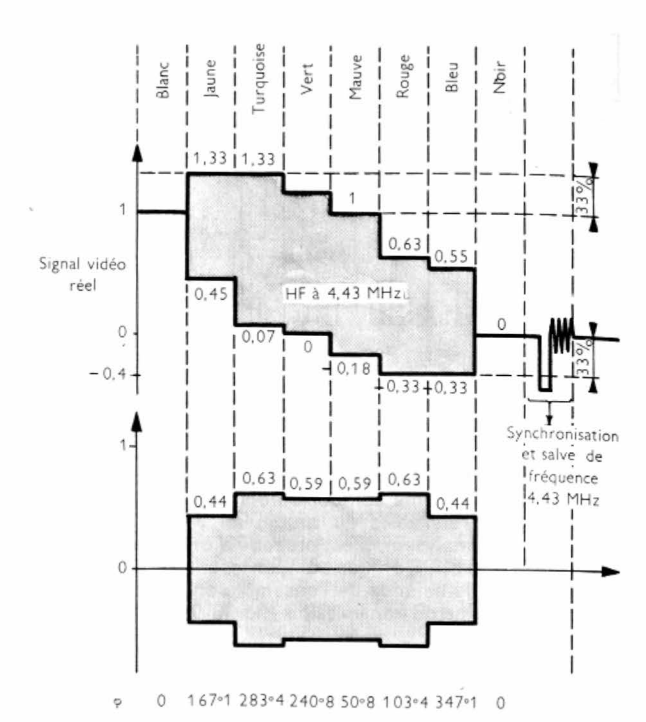


Fig. XI-11 — Système N.T.S.C.; signal vidéo après correction avec surmodulation limitée à 33 %

retrouvons ici les mêmes résultats qu'en appliquant le diagramme de Fresnel en électricité (V. t. 1, Électricité, chap. 31) : à deux vecteurs orthogonaux doivent être associées deux grandeurs sinusoïdales déphasées de 90°.

La figure XI-10 représente la sous-porteuse modulée pour différentes couleurs, le signal de luminance *Y* correspondant et le signal résultant de l'addition de ces signaux. Dans le cas du rouge et du bleu, la sous-porteuse modulée atteignant ou dépassant la limite inférieure définie par le niveau extrême de l'impulsion de synchronisation, il a été nécessaire de réduire les composantes $(R - Y)$ et $(B - Y)$ en multipliant la première par 0,88 et la seconde par 0,49. Les relations correspondant aux signaux de différence de couleurs sont alors les suivantes (fig. XI-11) :

$$0{,}877\ (R - Y) = 0{,}62\ R - 0{,}52\ V - 0{,}10\ B$$
$$0{,}493\ (B - Y) = 0{,}43\ B - 0{,}29\ V - 0{,}15\ R$$

Dans le système N.T.S.C. 625 lignes, il est possible de réserver une bande de fréquences de 1,8 MHz (± 0,9 MHz) pour un signal codé, avec une sous-porteuse de fréquence égale à 4,1 MHz. Or, les signaux $(R - Y)$ et $(B - Y)$ correspondent à des couleurs pour lesquelles le pouvoir de résolution de l'œil est assez grand et les bandes passantes nécessaires pour leur transmission sont relativement larges (2,4 MHz). Cette condition ne pouvant être satisfaite, d'une part, parce que la largeur du canal est limitée et, d'autre part, parce que la bande ne peut être réduite à 1,8 MHz sans risquer de modifier la phase, les techniciens ont été conduits à choisir une autre solution nécessitant la définition des couleurs à l'aide de deux nouvelles composantes *I* et *Q* ; *I* correspond aux composantes de couleurs finement résolues par l'œil (axe orangé-bleu saphir) et *Q* à celles pour lesquelles le pouvoir de résolution de l'œil est plus faible. Les couleurs peuvent encore être représentées par des vecteurs dans un système d'axes orthogonaux, en portant la composante *Q* en abscisse et la composante *I* en ordonnée. Ce système d'axes étant décalé de 33° par rapport à celui qui correspond à $(R - Y)$ et $(B - Y)$, les composantes *I* et *Q* sont données par les relations suivantes (fig. XI-12) :

$$I = 0{,}877\ (R - Y) \cos 33° - 0{,}493\ (B - Y) \sin 33°$$
$$= 0{,}74\ (R - Y) - 0{,}27\ (B - Y)$$
$$Q = 0{,}877\ (R - Y) \sin 33° + 0{,}493\ (B - Y) \cos 33°$$
$$= 0{,}48\ (R - Y) + 0{,}41\ (B - Y)$$

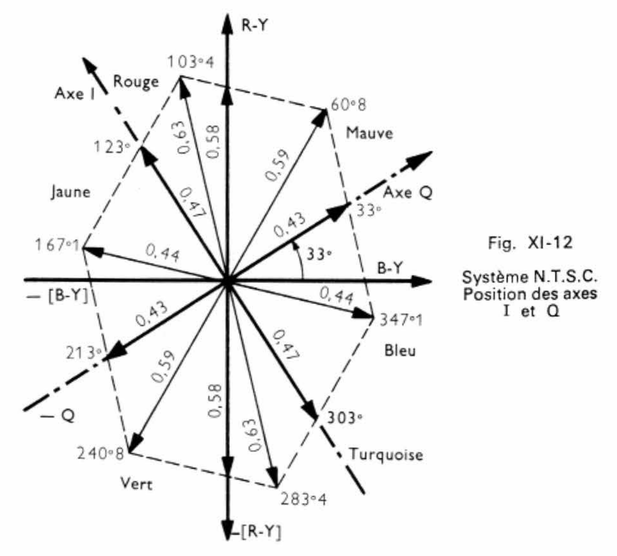


Fig. XI-12

Système N.T.S.C. Position des axes I et Q

Le spectre de fréquences du signal modulé par la composante *Q* comporte deux bandes latérales symétriques par rapport à la porteuse, tandis que celui du signal modulé par *I* est formé de deux bandes de largeurs inégales (fig. XI-13).

À l'émission, les signaux corrigés *R*, *V* et *B* sont donc codés pour donner, d'une part, le signal de luminance *Y* et,

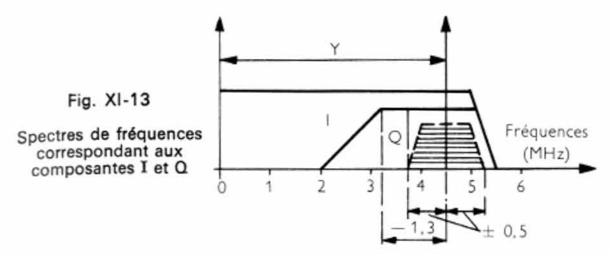


Fig. XI-13
Spectres de fréquences correspondant aux composantes I et Q

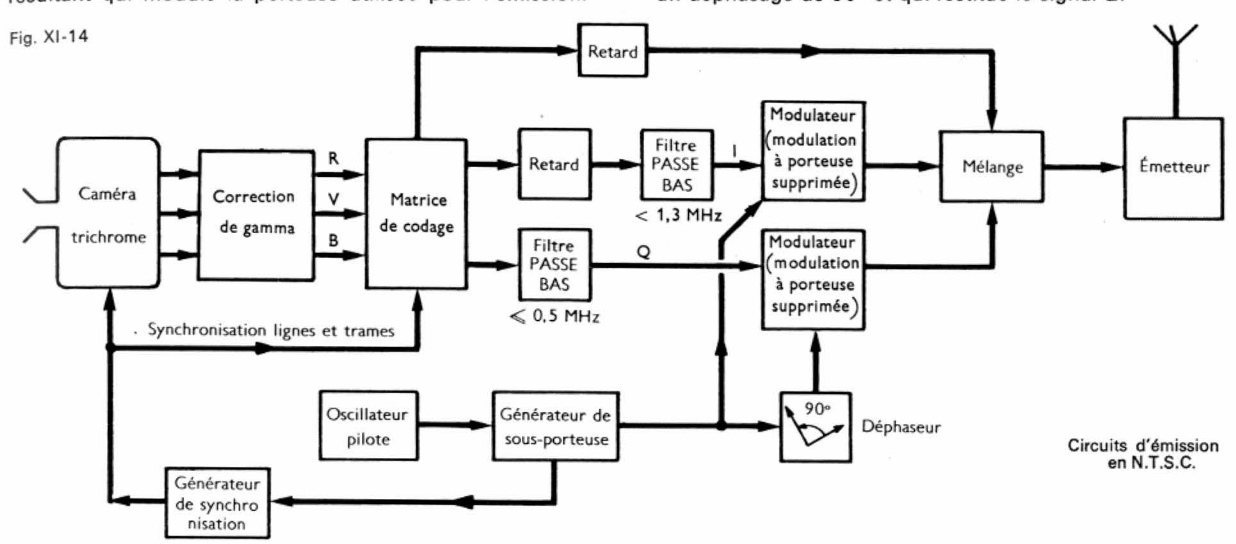
d'autre part, les signaux I et Q qui modulent deux sous-porteuses déphasées de 90° (fig. XI-14). Ces modulations sont à porteuse supprimée et les trois signaux, obtenus après ces opérations, sont mélangés pour fournir le signal résultant qui module la porteuse utilisée pour l'émission.

L'obtention des signaux I et Q nécessite la régénération d'une sous-porteuse dont la phase doit être rigoureusement identique à celle de la sous-porteuse supprimée à l'émission (détection synchrone). Dans ce but, le récepteur comporte un oscillateur local qui délivre un signal dont la phase est comparée en permanence à celle d'un signal de synchronisation dit de couleur, périodique, émis pendant le retour de lignes (salve à 4,43 MHz). Ainsi, le signal de chrominance composite, après passage dans un filtre passe-bande, peut être appliqué à un ensemble de deux démodulateurs synchrones :

— un premier qui reçoit en phase la sous-porteuse fournie par l'oscillateur local et qui délivre le signal I ;

— un deuxième qui reçoit une sous-porteuse ayant subi un déphasage de 90° et qui restitue le signal Q.

Fig. XI-14



Circuits d'émission en N.T.S.C.

La réception se fait en utilisant les mêmes principes que pour la télévision en noir et blanc (fig. XI-15). La démodulation du signal composite, réalisée après l'amplification à fréquence intermédiaire, fournit les signaux de luminance, les signaux de chrominance-composite (dont le spectre correspond aux deux sous-porteuses modulées par les signaux I et Q) et les divers signaux de synchronisation.

Le signal de luminance est dirigé vers les cathodes d'un tube trichrome, en passant par un filtre (qui élimine ce qui reste du spectre de la sous-porteuse et le signal-son) et par un amplificateur vidéofréquence à ligne à retard, c'est-à-dire associé à un circuit introduisant un retard déterminé dans la transmission des signaux de luminance, afin qu'ils soient appliqués au tube cathodique en même temps que les signaux de chrominance correspondants. Ce signal commande la luminosité des points d'image.

Les signaux I et Q sont appliqués à une matrice de sortie pour reconstituer les signaux R, V et B.

Remarque : Détection synchrone. — Lorsqu'une onde haute fréquence est modulée en amplitude par un signal, il est possible d'extraire celui-ci à l'aide d'un montage qui permet la détection d'enveloppe (V. chap. 4). Le même processus, appliqué à la démodulation d'une onde modulée en amplitude avec suppression de la porteuse, fournit une tension de sortie à fréquence double du signal modulant accompagné d'un grand nombre d'harmoniques. Pour se ramener au cas précédent, il faut reconstituer la porteuse dans le récepteur en veillant à ce qu'elle soit rigoureusement en phase avec la porteuse appliquée au modulateur à l'émission. Le dispositif utilisé pour la détection, appelé *détecteur synchrone*, est très sensible à une variation de la

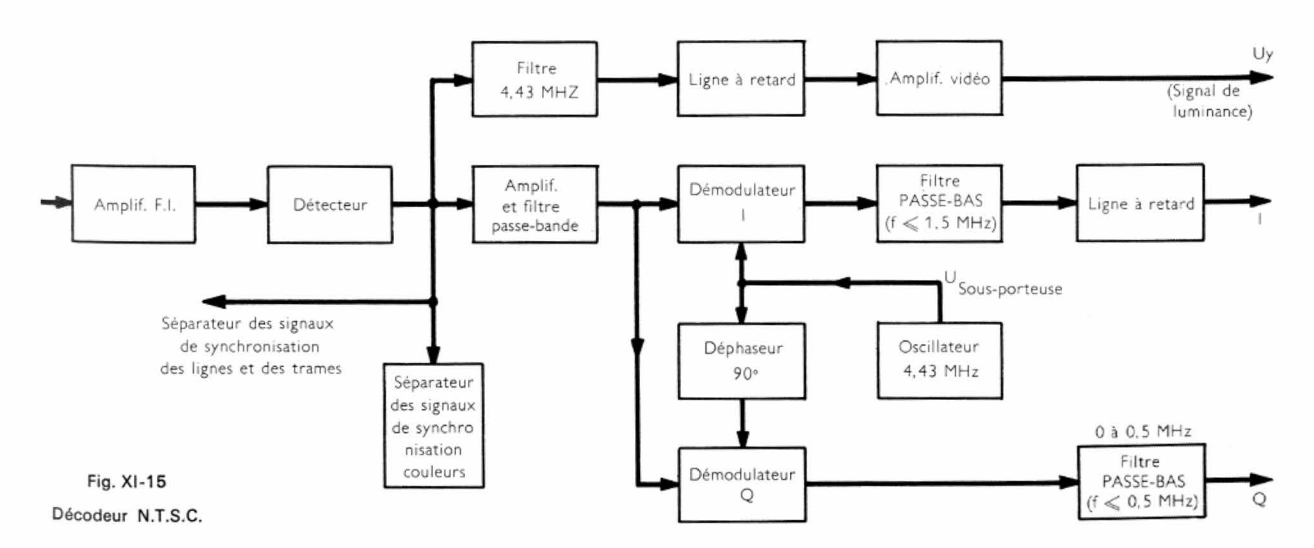


Fig. XI-15
Décodeur N.T.S.C.

phase de la sous-porteuse; le rendement de détection est nul lorsque la rotation de phase atteint 90°. Cette propriété est mise à profit dans les récepteurs N.T.S.C.: un détecteur, sensible à la composante I, est insensible à la composante Q et inversement. Toutefois, une variation de la phase de référence pendant la transmission se traduit par une erreur de chrominance à la réception; c'est l'un des points faibles du système N.T.S.C. Le système P.A.L. apporte une solution intéressante à ces défauts.

8. SYSTÈME P.A.L. *(Phase Alternance Line)*

Pour améliorer le système N.T.S.C., W. Bruch a imaginé la compensation automatique des erreurs de phase, en utilisant les possibilités offertes par l'inversion de la phase du signal de chrominance, au rythme des lignes, au moment de l'émission. Un exemple nous servira à préciser le principe retenu.

Considérons une ligne 1 correspondant à la teinte pourpre; dans un diagramme de chrominance N.T.S.C., le vecteur associé à cette couleur fait un angle φ de 45° avec l'axe Q (fig. XI-16 a). Si une distorsion de phase de 30° est introduite par la transmission, le signal de chrominance est représenté par un vecteur $\overrightarrow{OM}$ qui fait un angle de: $(45° + 30°) = 75°$ avec l'axe Q et la teinte correspondante est un rouge (fig. XI-16 b). Si la polarité de la composante I est inversée à l'émission (par l'intermédiaire d'un dispositif électronique), au lieu d'une teinte pourpre (figurée par un vecteur faisant un angle de $-45°$ avec l'axe des abscisses), nous obtenons une teinte mauve. En effet, le vecteur de chrominance associé fait un angle égal à $(-45° + 30°) = -15°$ avec l'axe Q (fig. XI-16 c et d). Une nouvelle inversion de la composante I, réalisée dans le récepteur à l'aide d'un commutateur électronique qui est synchronisé avec celui de l'émetteur, permet d'obtenir un signal de chrominance représenté par un vecteur $\overrightarrow{ON}$ faisant un angle de $+15°$ avec l'axe Q (fig. XI-16 e).

La résultante des vecteurs $\overrightarrow{OM}$ et $\overrightarrow{ON}$ correspondant précisément à une teinte pourpre (fig. XI-16 f), il est apparu possible de compenser la distorsion de phase due à la transmission. La composition des signaux figurés par les vecteurs $\overrightarrow{OM}$ et $\overrightarrow{ON}$ nécessitait:

— de transmettre les signaux correspondant à la ligne 1 et de les mettre en mémoire (grâce à une ligne à retard) pendant la durée d'une ligne (64 µs);

— de transmettre les signaux correspondant à la ligne 2 après avoir inversé la polarité de la composante I;

— à la réception, d'inverser de nouveau la polarité de la composante I de la ligne 2 et de la composer au signal restitué à la sortie de la ligne à retard.

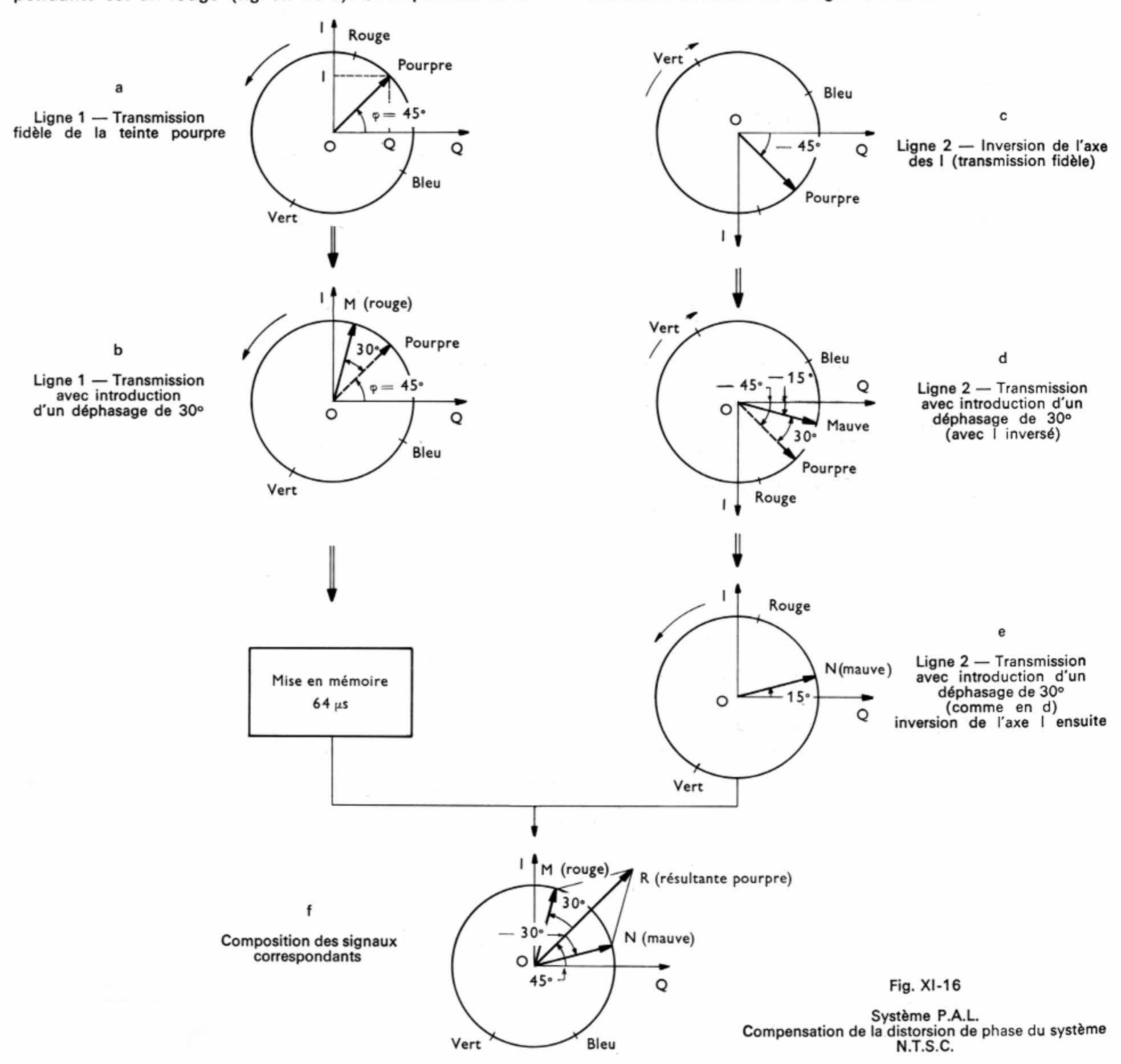


Fig. XI-16

Système P.A.L.
Compensation de la distorsion de phase du système N.T.S.C.

La distorsion de phase, gênante dans le système N.T.S.C., est ainsi éliminée: la teinte est restituée, mais la saturation diminue sensiblement.

En pratique, pour simplifier la construction des récepteurs P.A.L., ce ne sont pas les signaux I et Q qui sont utilisés mais des combinaisons de ces signaux correspondant aux relations suivantes :

$$E_U = 0{,}839\ Q - 0{,}545\ I = 0{,}493\ (B - Y)$$
$$E_V = 0{,}545\ Q + 0{,}839\ I = 0{,}877\ (R - Y)$$

Par ailleurs, c'est la polarisation des signaux E_V (et non celle des signaux I) qui est périodiquement inversée.

Le schéma synoptique d'un codeur P.A.L. (fig. XI-17) présente de nombreuses analogies avec celui d'un codeur N.T.S.C. La sous-porteuse est engendrée par un oscillateur de précision. Le signal de synchronisation de couleurs (salves) se compose d'un ensemble d'environ onze oscillations de fréquence égale à la sous-porteuse; sa phase est alternée à la fréquence des lignes. Les signaux de synchronisation se trouvent sur le palier arrière des impulsions de synchronisation de lignes, sauf pendant neuf lignes de chaque intervalle de suppression de trame.

fournis par l'amplificateur de chrominance composite; ils permettent d'engendrer un signal de sous-porteuse de même fréquence et de même phase que celle qui a été supprimée à l'émission. Ces oscillations sont appliquées à un amplificateur qui ne fonctionne que pendant la durée des impulsions de retour de lignes. L'étage comparateur de phase sert à l'élaboration d'une tension d'erreur qui permet la commande de l'oscillateur local par l'intermédiaire d'un système à réactance variable. La sous-porteuse est appliquée, d'une part, directement sur un démodulateur (n° 1) et, d'autre part, sur un déphaseur suivi d'un démodulateur (n° 2). Ces démodulateurs synchrones reçoivent également les signaux sans sous-porteuse qui contiennent les informations de chrominance. Le signal, inversé à l'émission, passe par un inverseur électronique associé à une bascule bistable qui fonctionne à la fréquence des lignes (15 625 MHz). Les signaux de sortie des démodulateurs synchrones sont amplifiés et appliqués aux matrices correspondantes de façon à reconstituer les signaux rouge, vert et bleu. Les circuits de balayage (horizontal ou vertical) sont semblables à ceux utilisés en télévision noir et blanc. Cependant, des circuits de réglage de convergence et de

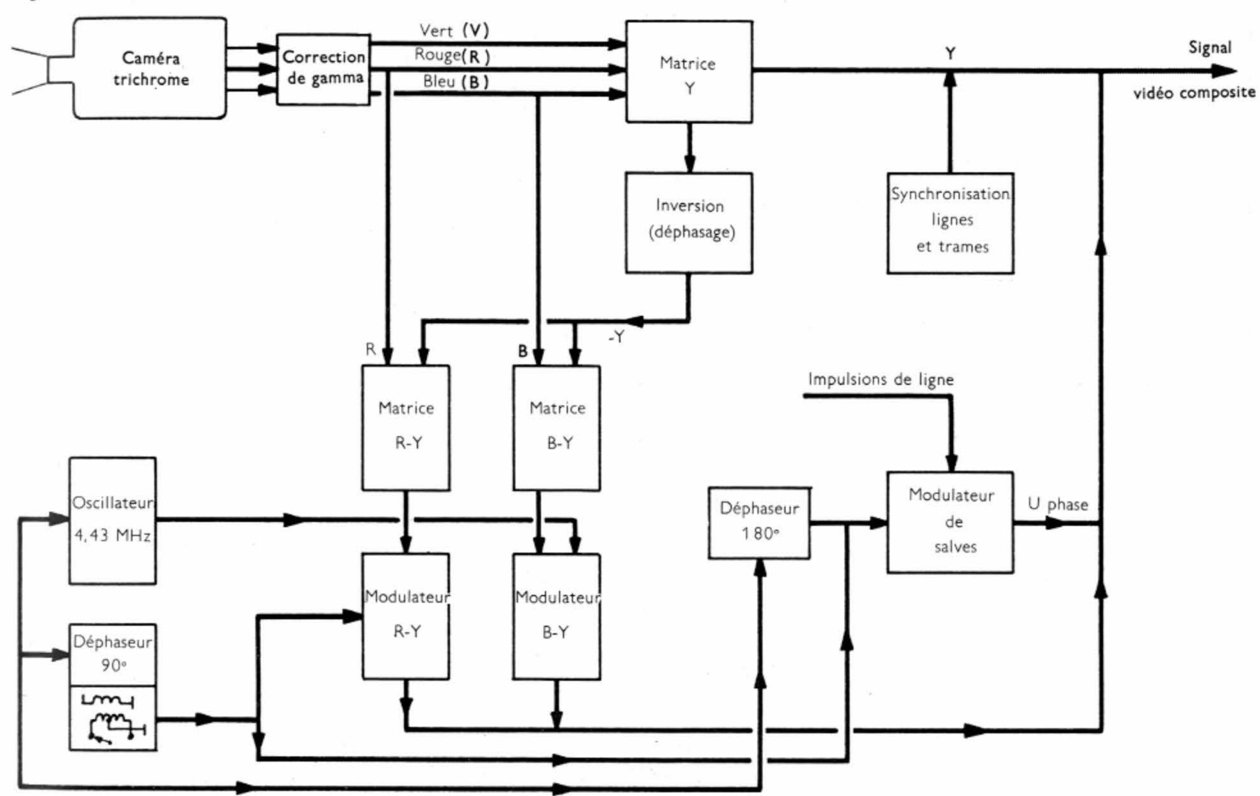


Fig. XI-17 — Émission en système P.A.L. (circuits de codage)

La figure XI-18 donne le schéma synoptique d'un récepteur P.A.L. (V. page suivante). Le signal, en provenance de l'antenne, est appliqué soit au sélecteur U.H.F., soit au sélecteur V.H.F. avant l'amplification à fréquence intermédiaire. Les détections des signaux-son et des signaux-image sont réalisées séparément. La porteuse-son est modulée en fréquence et utilise le système à ondes interporteuses. L'amplificateur vidéo n° 1 permet de séparer le signal de luminance de celui de chrominance; cet étage permet également de prélever les signaux de synchronisation de lignes et de trames ainsi que la tension de commande automatique de gain (C.A.G.). Le signal de luminance est appliqué à une ligne à retard qui introduit un retard de 0,8 μs, afin que le temps de transmission soit le même que celui des signaux de chrominance. Le signal de chrominance composite est prélevé après l'amplificateur vidéo n° 1 et appliqué à l'amplificateur de chrominance composite accordé sur la fréquence de la sous-porteuse. Les signaux de synchronisation de couleur (fréquence: 4,43 MHz) sont

correction de distorsion sont nécessaires dans ces récepteurs-couleurs.

9. SYSTÈME S.E.C.A.M. (Séquentiel à mémoire)

Dans le système S.E.C.A.M., les informations de chrominance $(R - Y)$ et $(B - Y)$ d'une ligne ne sont pas transmises simultanément mais à la suite l'une de l'autre (par séquence) ; à la réception, une partie des signaux est mise en mémoire pendant le temps nécessaire à la réception des autres informations, de façon à pouvoir utiliser les trois signaux-couleurs en même temps. Cela explique le nom de séquentiel à mémoire donné à ce procédé de codage. Une autre différence le sépare des procédés N.T.S.C. et P.A.L.: la sous-porteuse est modulée en fréquence par le signal de chrominance; ainsi, la transmission des informations de chrominance est améliorée.

Nous examinerons la constitution des signaux de chrominance dans un cas simple, en l'occurrence la mire de

Sélecteur U.H.F.
Sélecteur V.H.F.
Amplif. F.I.
C.A.G.
Détecteur son
F.I. 5,5 MHz
Discrim. F.M.
Amplif. B. F.
Détecteur
Amplif. vidéo 1
Ligne à retard
Amplif. vidéo 2
Sortie vidéo
— Y
Voie luminance
Voie de chrominance
Signaux de synchronisation lignes et trames
I
Inverseur électronique
Démodulateur synchrone 1
Amplif. salves
Amplif. chrominance
Séparateur
Bascule bistable
Matrice de sortie
R
V
B
(fonctionne pendant le retour de ligne)
Q
Comparateur de phase
Blocage couleur
Amplif.
Démodulateur synchrone 2
Réactance variable
Oscillateur 4,43 MHz
Déphaseur 90°
Impulsions de retour ligne
Comparateur de phase
Base de temps horizontale
Étage de sortie
T.H.T. stabilisée
25 kV
Étage de convergence
Bobines de convergence
5 000 V
Séparateurs
Base de temps verticale
Amplif. de puissance
Correction de distorsion
Bobines de déviation

Fig. XI-18 — Récepteur P.A.L. (F.M. : fréquence modulée ; B.F. : basse fréquence)

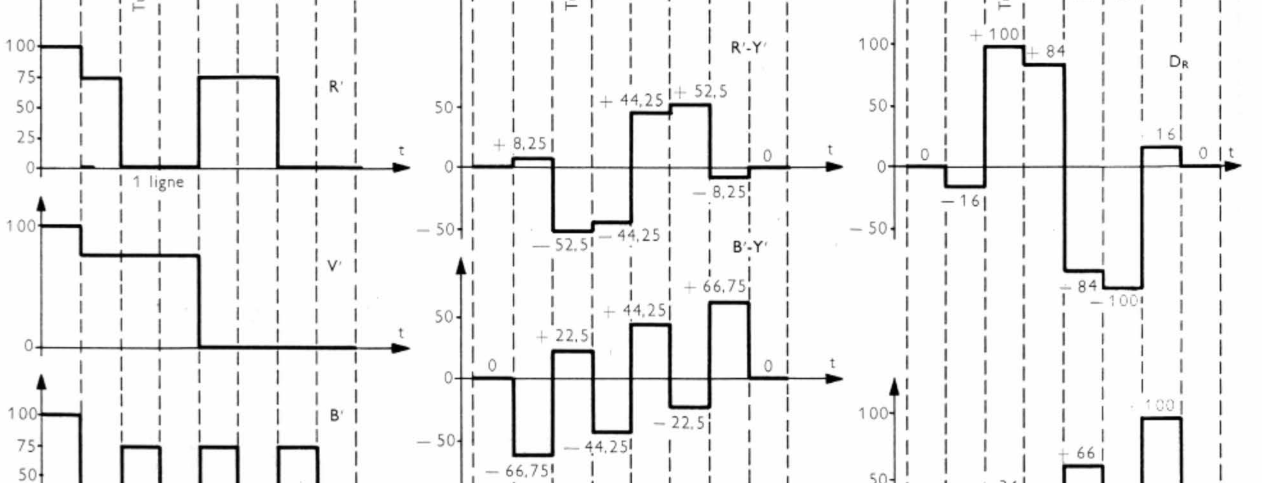


Fig. XI-19 — Signaux de luminance et de chrominance (composition)

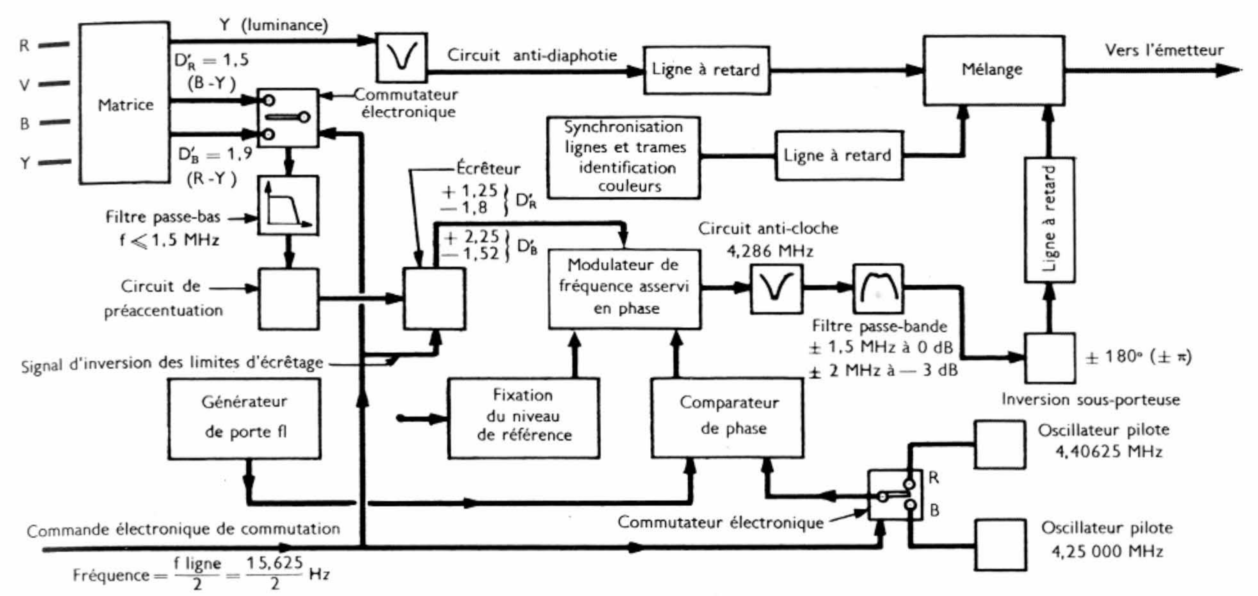


Fig. XI-20 — Schéma synoptique d'un circuit d'émission (système S.E.C.A.M.)

barres couleurs. Les composantes *R.V.B.* (corrigées en gamma) atteignent 75 % du maximum possible et le niveau 100 % correspond au blanc du signal de luminance; cette proportion tient compte du fait que les couleurs naturelles ne sont pas très souvent à forte saturation (fig. XI-19). Les paliers du signal de luminance correspondent aux valeurs fournies par la relation fondamentale: $Y = 0{,}3\,R + 0{,}59\,V + 0{,}11\,B$. Pour que les signaux $(R - Y)$, $(B - Y)$ et $(V - Y)$ restent compris entre les niveaux $+1$ et -1, les signaux de chrominance sont pris égaux à:

$$D'_R = -\frac{1}{0{,}525}\,(R - Y) \approx -1{,}9\,(R - Y)$$

$$D'_B = \frac{1}{0{,}6675}\,(B - Y) \approx +1{,}5\,(B - Y)$$

La phase du signal $(R - Y)$ est changée (ce que traduit la présence du signe moins), pour éviter en partie les effets d'une distorsion de phase différentielle.

Un codeur S.E.C.A.M. comporte un commutateur électronique (fig. XI-20) qui permet de sélectionner alternativement les signaux de chrominance D'_R et D'_B à la fréquence du balayage des lignes. Ainsi, pour une trame déterminée si, à la ligne n, c'est le signal D'_R qui est sélectionné, à la ligne suivante (ligne $n + 2$ du fait de l'analyse entrelacée), c'est le signal D'_B qui est utilisé. Pour la trame suivante, c'est le signal D'_R qui est choisi à la ligne $n + 1$ et le signal D'_B pour la ligne $n + 3$. La comptabilité du système est assurée en utilisant des sous-porteuses dont les phases, par rapport à l'oscillateur de référence du standard de l'émetteur, sont inversées toutes les trois lignes ainsi que le tableau ci-après l'indique.

Des lignes identiques se trouvent juxtaposées (signal D'_B pour les lignes $n + 1$ et $n + 2$ de la trame 1, etc.) et tout se passe comme si la fréquence des lignes était divisée par deux; cela se traduit par une baisse de moitié de la résolution verticale. Cependant, l'acuité visuelle n'étant pas très grande pour les couleurs, une telle réduction de la résolution verticale n'affecte pas beaucoup la finesse de l'image colorée.

Comme dans les systèmes précédents, les informations de chrominance sont incorporées au signal de luminance

Numéro de la trame / Numéro de la ligne	1		2		3		4		5		6		7		8		9		10		11		12	
	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P
n	D'_R	0			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	0			D'_B	π		
$n + 1$			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	π
$n + 2$	D'_B	0			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	0		
$n + 3$			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	π
$n + 4$	D'_R	π			D'_B	0			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	0		
$n + 5$			D'_B	π			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	π			D'_R	0
$n + 6$	D'_B	0			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	0			D'_R	π		
$n + 7$			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	π
$n + 8$	D'_R	0			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	0		
$n + 9$			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	π
$n + 10$	D'_B	π			D'_R	0			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	0		
$n + 11$			D'_R	π			D'_B	π			D'_R	0			D'_B	π			D'_R	π			D'_B	0
$n + 12$	D'_R	0			D'_B	0			D'_R	π			D'_B	0			D'_R	0			D'_B	π		

S: signal sélectionné. P: phase de la sous-porteuse de chrominance.

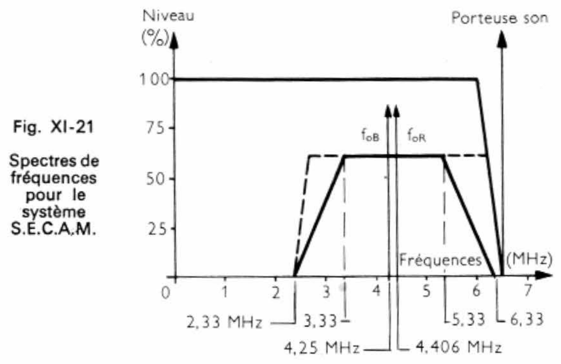


Fig. XI-21 Spectres de fréquences pour le système S.E.C.A.M.

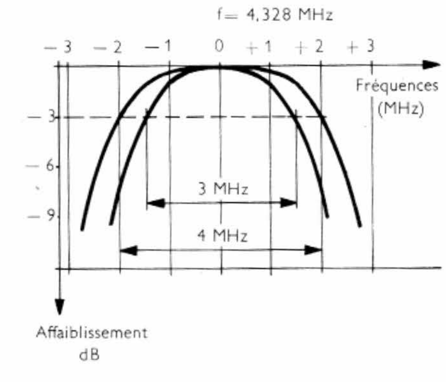


Fig. XI-22 Courbes de réponse adoptées pour le système S.E.C.A.M.

du canal standard et la bande occupée à l'intérieur du spectre de luminance est voisine de 3,9 MHz (fig. XI-21). Afin que pour les fréquences élevées du spectre de chrominance le rapport du signal au bruit soit suffisamment grand, il est procédé à une préaccentuation des composantes correspondant à ces fréquences (comme en radiodiffusion à modulation de fréquence) ; la réponse globale croît ainsi de 8,5 dB à 750 kHz. Cependant, pour les signaux de chrominance correspondant à la mire de barres en couleurs, des dépassements exagérés provoquent une excursion de fréquence inadmissible pour la sous-porteuse. Pour cette raison, un étage limiteur, placé avant le modulateur, permet d'obtenir que les signaux D'_R et D'_B restent compris respectivement entre les niveaux + 1,25 et — 1,8 et + 2,25 et — 1,52 ; l'écrêtage n'est pas symétrique ; il est moins important pour le signal D'_B.

En pratique, deux sous-porteuses distinctes sont utilisées. Leurs fréquences sont égales à : f_{OR} = 4,406 MHz pour la sous-porteuse de D'_R ($\approx$ 282 fois la fréquence des lignes) et f_{OB} = 4,25 MHz pour celle de D'_B (272 fois la fréquence des lignes). Le choix de ces fréquences tient compte du fait

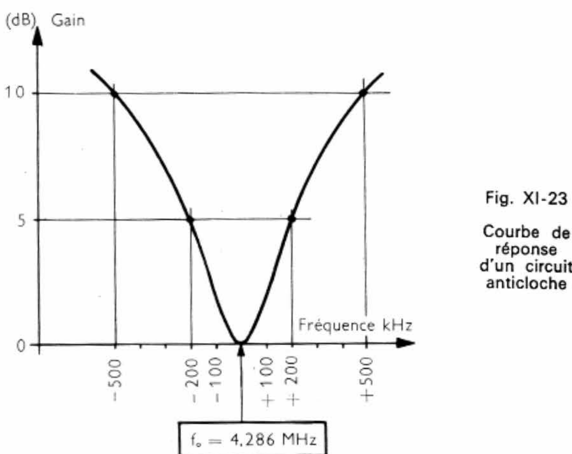
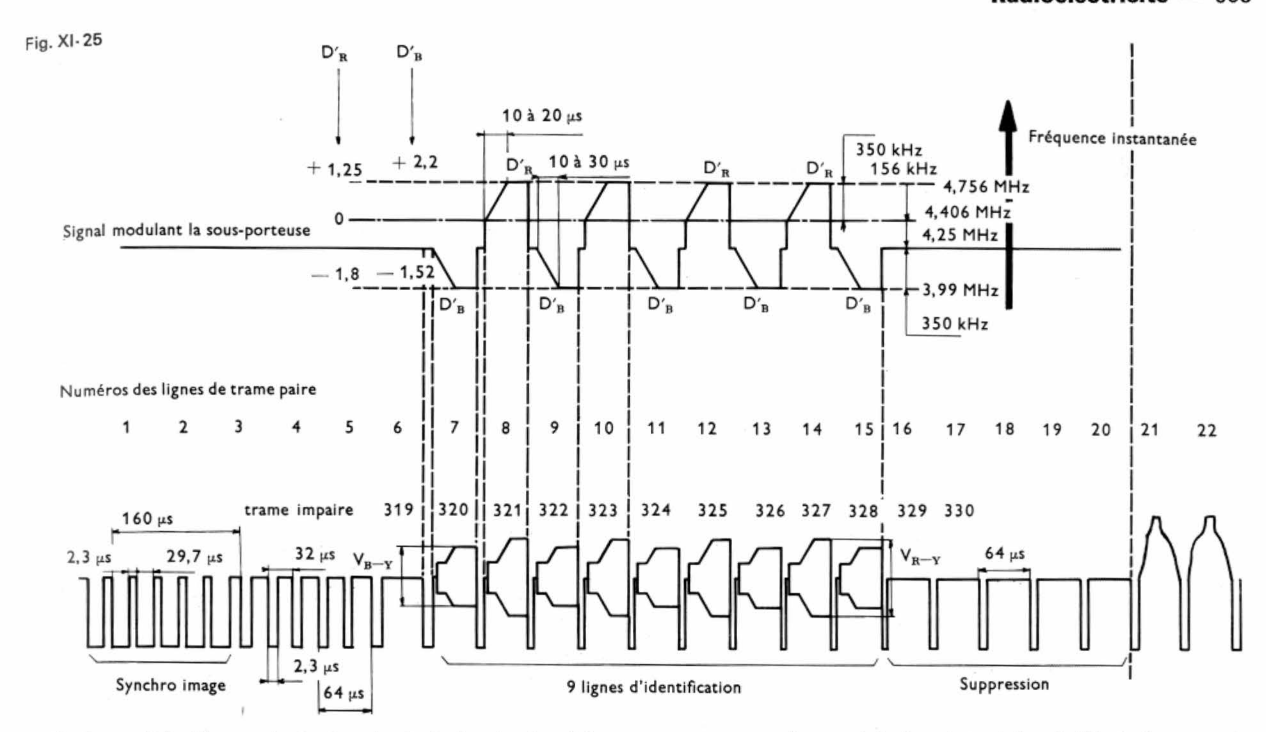


Fig. XI-23 Courbe de réponse d'un circuit anticloche

Fig. XI-24 — Schéma synoptique d'un récepteur S.E.C.A.M.



qu'il est possible d'intercaler les bandes latérales du signal de chrominance entre les harmoniques du signal de luminance.

Compte tenu de la forme des signaux D'_R et D'_B et de la courbe de réponse de l'étage vidéo pour signaux de chrominance, la bande passante nécessaire pour transmettre correctement les composantes du signal de chrominance est plus ou moins étendue. C'est la fréquence de 1 MHz qui exige la plus grande bande passante : 4 MHz à — 3 dB (seuls les émetteurs utilisent une telle bande passante) ; pour les récepteurs, elle est souvent limitée à 3 MHz (fig. XI-22). Afin de mieux transmettre les pointes de transition, il est prévu un décalage des excursions de fréquence de part et d'autre des fréquences f_{OR} et f_{OB}.

La modulation de fréquence présente certains avantages en ce qui concerne l'action des parasites et les dérives de teintes éventuelles. Toutefois, si l'indice de modulation m est faible, ce procédé perd ses avantages. Pour les composantes du signal de chrominance supérieures à 400 kHz, cet indice est faible et, pour conserver les avantages de ce mode de transmission, il faut disposer un circuit anticloche qui donne à la sous-porteuse un niveau variable en fonction de l'amplitude du signal de modulation (fig. XI-23). Ainsi, la sous-porteuse est modulée à la fois en fréquence et en amplitude, c'est-à-dire que son niveau est fonction de l'excursion en fréquence déterminée par le signal de modulation.

Dans les récepteurs de télévision en couleurs (fig. XI-24), après la séparation des signaux-son et des signaux-image, les composantes de chrominance sont aiguillées vers leurs canaux respectifs pour être démodulées, décodées. Un circuit dit cloche ($f_0 = 4{,}28$ MHz) est prévu pour compenser la modulation introduite à l'émission par le circuit anticloche. L'orientation des signaux est obtenue à l'aide de « lignes d'identification », c'est-à-dire de signaux particuliers qui permettent de bloquer la voie de chrominance lorsque les signaux D'_R ou D'_B ne sont pas appliqués sur leur voie propre (fig. XI-25). Ces signaux d'identification modulent la sous-porteuse et sont émis durant le temps du palier de suppression de trame qui suit les impulsions d'égalisation. Ils sont reçus par un circuit, appelé portier, en même temps que les impulsions de retour de trame (cette commande n'agit que pendant le retour de trame). Les tensions, éventuellement présentes à la sortie de cet étage, sont appliquées entre les bornes d'entrée d'un permutateur, directement en B et à travers une ligne à retard (64 µs) et un amplificateur de compensation en A. Grâce à cet ensemble, les tensions appliquées en A et B sont transmises pendant la durée de balayage d'une ligne de A vers 1 et de B vers 2 et durant la ligne suivante de A vers 2 et de B vers 1, cela en phase avec les signaux d'émission. Ce dispositif permet donc de retrouver à la sortie des signaux non plus alternés comme aux entrées A et B du permutateur, mais ordonnés aux sorties 1 et 2 (fig. XI-26). La commande du permutateur se fait par l'intermédiaire d'une bascule bistable (V. t. 1, Électronique, chap. 18) commandée par les impulsions lignes. Les sorties 1 et 2 du permutateur alimentent chacune une voie de démodulation qui comprend un circuit limiteur, un étage amplificateur, un discriminateur et un circuit de désaccentuation. Ces voies fournissent les signaux $(R - Y)$ et $(B - Y)$ qui permettent d'obtenir le signal $(V - Y)$ par matriçage.

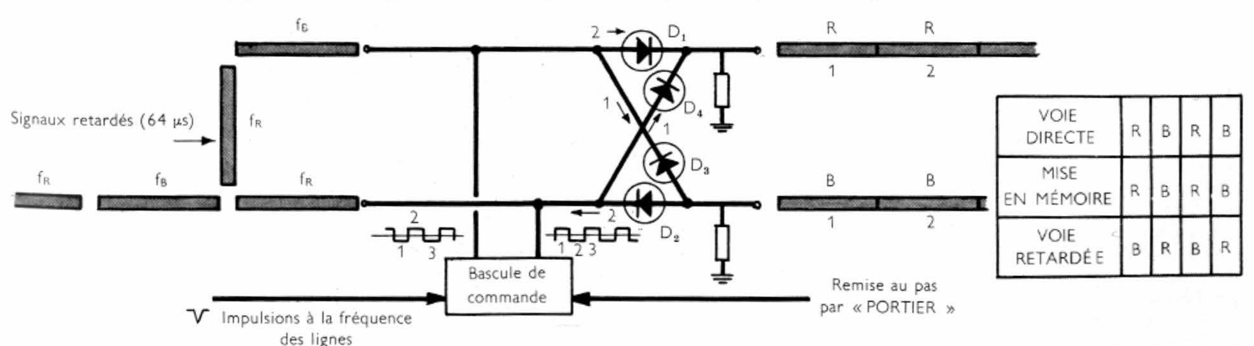


Fig. XI-26 — Fonctionnement du permutateur

10. SYNTHÉTISEURS

Le rôle des synthétiseurs est de reconstituer l'image en couleurs à partir des quatre informations disponibles: *Y*, (*R* — *Y*), (*V* — *Y*) et (*B* — *Y*). Tout comme en télévision en noir et blanc, les procédés usuels de reconstitution des images colorées font appel à la propriété de certaines substances cathodoluminescentes de produire de la lumière lorsqu'elles sont bombardées par un faisceau d'électrons. Le choix de ces substances est fait à partir de critères bien déterminés tels que: longueur d'onde de la radiation émise, durée de l'émission (persistance), rendement lumineux, facilité de fabrication. Parmi les corps utilisés, citons le vanadate d'yttrium activé à l'europium [Y (VO_4) Eu] pour obtenir la couleur rouge; le sulfure de cadmium et de zinc activé à l'argent pour la couleur verte et le sulfure de zinc activé à l'argent pour la couleur bleue.

La synthèse additive des couleurs primaires se fait en excitant de petites parcelles cathodo-luminescentes (luminiphores) qui émettent chacune une radiation lumineuse correspondant à l'une des couleurs primaires. Ces parcelles sont placées sur l'écran d'un tube cathodique, par groupe de trois, une pour chaque couleur (triplet) ; elles se trouvent aux trois sommets d'un triangle équilatéral, séparées par des distances inférieures à celle du pouvoir séparateur de l'œil (V. hors-texte). Ainsi, dans un triplet, s'il y a excitation simultanée du luminiphore rouge et du luminiphore vert, l'observateur a la sensation d'observer un point jaune, car les radiations paraissent parvenir du même point. Avec trois parcelles émettant respectivement des radiations rouge, verte et bleue, il est possible de reproduire les diverses couleurs.

Le tube image à masque perforé (*shadow-mask*), étudié dès 1949 par les laboratoires R.C.A. aux États-Unis, est très utilisé. Avec les tubes à écran rectangulaire, de diagonale comprise entre 28 et 67 cm, l'angle de déviation atteint 90° (V. hors-texte). Un masque perforé en tôle de 0,1 mm d'épaisseur et qui comporte 400 000 trous est placé entre l'écran et trois canons électroniques disposés également suivant les trois sommets d'un triangle équilatéral. Par une disposition judicieuse de ces éléments, les électrons d'un faisceau déterminé ne peuvent atteindre que des luminiphores correspondant à une seule couleur. Par exemple, les électrons provenant du canon dont l'intensité dépend des signaux correspondant à la couleur rouge ne peuvent exciter que les luminiphores donnant une lumière rouge.

D'un point de vue électrique, les trois canons électroniques ne sont pas totalement indépendants: leurs trois cathodes sont réunies entre elles. Le signal de luminance est appliqué simultanément sur les trois cathodes (précisément, c'est un signal correspondant à — *Y*) ; en revanche, les signaux (*R* — *Y*), (*B* — *Y*) et (*V* — *Y*) parviennent chacun au wehnelt d'un canon électronique différent. La tension entre wehnelt et cathode intervenant seule pour provoquer une variation de l'intensité d'un faisceau électronique, ce sont donc les signaux *R* [car: $(R - Y) - (-Y) = R$], *V* et *B* qui sont effectivement utilisés pour moduler chacun un faisceau d'électrons. Chaque faisceau permet l'obtention d'une image correspondant à l'une des couleurs primaires. Ainsi, sur l'écran, sont juxtaposées trois images: une rouge, une verte et une bleue, produites à l'aide des trois faisceaux électroniques lorsqu'ils balayent simultanément les luminiphores pour reproduire l'image originale.

Un autre type de synthétiseur étudié dans les laboratoires américains, japonais et européens est le tube image à trois canons et à grille de postconcentration (V. hors-texte). Il comporte un écran formé de bandes verticales luminescentes disposées dans l'ordre suivant: rouge, vert, bleu. Les informations de couleurs sont appliquées simultanément aux trois canons disposés selon un même plan horizontal ou suivant les sommets d'un triangle, et orientés de telle manière que les axes des faisceaux électroniques issus de ceux-ci viennent converger au niveau de la grille, tout en restant dirigés vers les bandes de couleurs qui leur correspondent. La grille, constituée d'une succession de fils parallèles disposés verticalement à une distance de 10 à 25 mm en arrière du dépôt des bandes luminiphores, est portée à un potentiel fixe inférieur à celui de l'écran; elle a une action focalisante sur les trois faisceaux (V. hors-texte). L'ensemble constitue une lentille accélératrice et focalisatrice et, par exemple, le faisceau issu du canon rouge ne frappe que les bandes rouges. Si le rapport des potentiels de la grille et de l'écran ainsi que l'orientation des faisceaux sont convenables, la pureté des couleurs et la convergence sont bonnes.

CHAPITRE XII

CONCLUSION

La télévision constitue un puissant moyen d'information et de distraction. Chaque pays dispose d'un ou plusieurs réseaux de télévision publics ou privés, diffusant régulièrement des informations, des programmes culturels et éducatifs et également des films et des variétés. La télévision est aussi utilisée dans l'industrie, dans l'enseignement, en médecine, etc. Dans l'industrie, elle permet d'observer et de surveiller à distance; elle est particulièrement précieuse pour les cas où l'observation directe est dangereuse ou impossible: études d'images obtenues au moyen de rayons X (fig. XII-1), surveillance permanente d'intérieur de fours, de brûleurs de chaudière. La télévision est également employée pour contrôler à distance le fonctionnement de certains dispositifs automatiques (passages à niveau automatiques proches d'une gare, par exemple), pour vérifier à distance si rien ne s'oppose au bon fonctionnement de certains appareils (fermeture des portes de wagons commandée à partir d'un poste unique; fig. XII-2).

La télévision est aussi un moyen utilisé pour l'enseignement. Les réseaux de télévision publics servent à la diffusion de programmes scolaires. Des réseaux spéciaux permettent de diffuser des cours en divers points d'une ville; une répartition judicieuse de ces points de réception facilite la fréquentation de ces cours et limite les pertes de temps imposées par les transports. La télévision en circuit fermé, à l'intérieur d'un établissement, rend possible l'enseignement à un nombre important d'élèves sans qu'il en résulte une gêne pour observer un document présenté en illustration

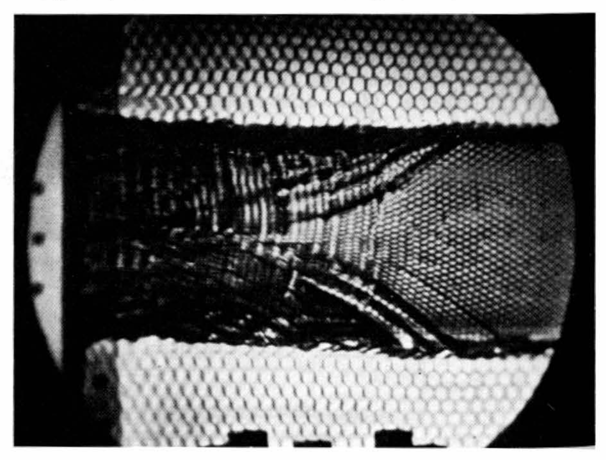


Fig. XII-1 — Image sur écran de télévision de structures en nid d'abeilles (*Philips Industrie*)



Fig. XII-2 — Téléviseurs pour la surveillance de la montée des voyageurs dans les trains (*R.A.T.P.*)

d'un cours ou pour suivre le déroulement d'une expérience. Ainsi, l'enseignement médical utilise largement la télévision en couleurs en circuit fermé pour que tous les observateurs se trouvent dans les meilleures conditions possibles pour suivre un cours ou une opération sans se gêner mutuellement (fig. XII-3) ; des détails importants peuvent faire l'objet de gros plans les mettant particulièrement en évidence. La télévision constitue une aide extrêmement précieuse pour tous les enseignements où elle complète les formes traditionnelles.

La télévision est aussi employée par les services de police pour la surveillance à distance de la circulation en certains points. Dans les banques, un chèque peut être contrôlé à distance grâce à un système de télévision et les opérations de retrait se trouvent facilitées. Le contrôle des entrées dans un immeuble peut également être effectuée au moyen d'une caméra et de récepteurs disposés dans les différents appartements. Dans ce domaine, les utilisations de la télévision sont de plus en plus nombreuses et variées, car elle a rendu possible tout contrôle et toute surveillance à distance dans d'excellentes conditions.

En ce qui concerne les télécommunications, la télévision apporte une information complémentaire dont le rôle est extrêmement important ; c'est pour cette raison qu'elle est associée au téléphone dans la *visiophonie* (fig. XII-4).

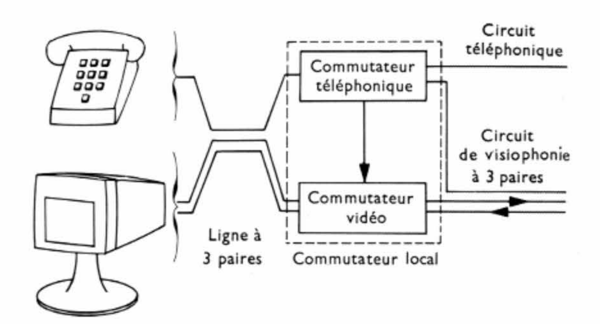


Fig. XII-4 — Visiophonie : schéma de principe

Le nombre des applications de la télévision n'a cessé d'augmenter avec la mise au point de moyens d'enregistrement (magnétiques ou électriques) permettant de restituer des images sans faire appel à des émulsions photosensibles. Ainsi les magnétoscopes et les appareils à cassettes (ou vidéocassettes) ont rendu possible l'utilisation de récepteurs de télévision pour observer des images en noir et blanc ou en couleurs. Il faut cependant faire une distinction entre les appareils qui permettent la lecture et l'enregistrement d'images de télévision à partir d'un récepteur de télévision ou d'une caméra de prise de vues (magnétoscopes et certaines vidéocassettes) et ceux qui sont destinés uniquement à la lecture de bandes images préenregistrées. Précisons qu'une vidéocassette ou télécassette est un boîtier qui contient :

— soit un film (du type super 8), dont les images sont transmises sur un écran de téléviseur après « lecture » au moyen d'un dispositif approprié ;

— soit un ruban magnétique (comme dans un magnétoscope) ;

— soit une bande plastique en vinyle sur laquelle les images enregistrées correspondent à des hologrammes

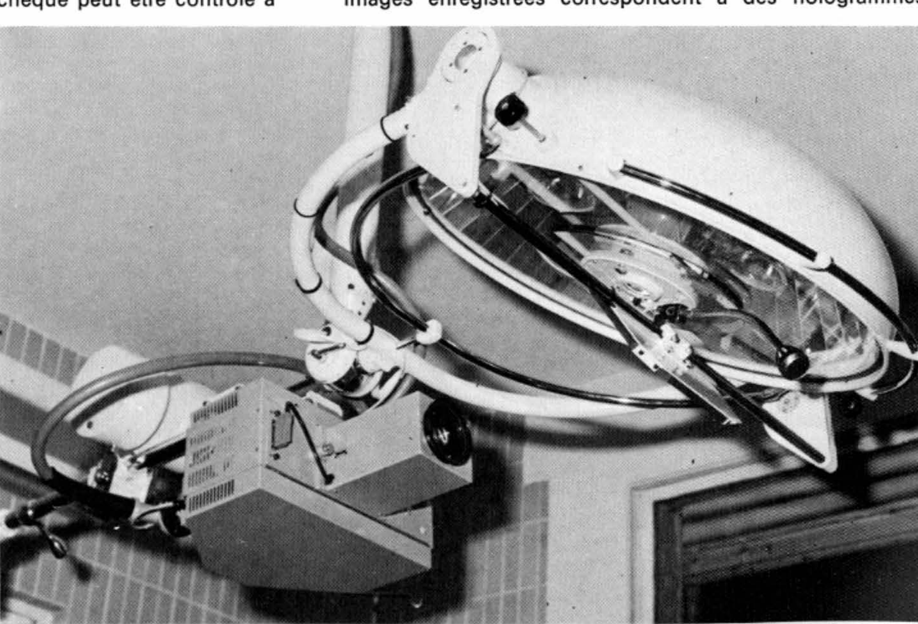


Fig. XII-3

Caméra couleurs dans une installation d'enseignement médical (*Philips*)

(cela exige l'utilisation d'un laser pour l'inscription et la lecture) ;

— soit un film photosensible spécial de largeur réduite sur lequel les images sont enregistrées par un procédé électronique ;

— soit un disque souple à microsillon ou vidéodisque.

Ces boîtiers se placent dans un appareil de lecture ou (et) d'enregistrement qui peut être relié à un récepteur de télévision au moyen d'un simple câble coaxial. Selon le support utilisé il est possible de classer les appareils à cassettes en quatre catégories :

1° les appareils à film de cinéma super 8 ;

2° les appareils à bande magnétique : magnétophone à cassettes ;

3° les appareils à cassettes recevant des bandes spéciales à images holographiques (brevet selecta-vision de la R.C.A.) ou des pellicules photosensibles (*Electronic Video Recording* de la C.B.S.) ;

4° les appareils à vidéodisques dans lesquels un dispositif de lecture spéciale est prévu pour obtenir les signaux pouvant être appliqués à un récepteur de télévision (noir et blanc ou couleurs) à partir d'un enregistrement réalisé sur un disque. Celui-ci, de même format qu'un microsillon normal (33 tr/mn), est élaboré à partir d'un matériau de base dérivé de l'acétate de polyvinyle. La surface du disque est métallisée sous vide. La gravure consiste en de microscopiques rainures de largeur et de profondeur identiques (la plus grande dimension est voisine du micromètre) ; le disque comporte environ 60 000 spires. La vitesse de rotation du disque est de 25 tours par seconde (1 500 tours par minute). Chaque spire correspondant à une image, une face d'un disque représente un enregistrement de 60 000 images (soit 45 mn d'enregistrement). La lecture



Lecteur E.V.R. à cassette : fréquence des lignes 15 625 Hz ; fréquence des images : 50 Hz ; standard : 625 lignes, 50 trames ; durée : 60 mn en monochrome, 30 mn en couleurs (*Thomson-C.S.F.-Audiovisuel*)

est réalisée à l'aide d'un laser dont le spot est guidé par un dispositif régulateur opto-électronique. La lumière réfléchie par la surface métallisée est envoyée sur une photodiode (V. t. 1, Électronique, chap. 20) réceptrice ; elle permet d'obtenir les signaux électriques qui sont ensuite appliqués à l'entrée du récepteur de télévision.

Le disque utilisé est inoxydable et pratiquement inusable puisqu'il n'y a pas de contact avec le dispositif de lecture.

Utilisation d'un équipement de télévision (caméra, récepteur et magnétoscope) dans un cours de danse (*Claude Hermil-Thomson-C.S.F.*)

TÉLÉCOMMUNICATIONS

CHAPITRE PREMIER
PROPAGATION DES ONDES

Il est bien connu que plus la fréquence d'un courant alternatif est élevée, plus il est difficile d'obtenir que ce courant « suive » une ligne de transmissions. Au contraire, il a une forte tendance à « s'en échapper », à rayonner dans l'espace entourant la ligne. Lorsqu'on atteint les fréquences des ondes centimétriques, les seules lignes utilisables, les *guides d'ondes*, ne font rien d'autre que canaliser le rayonnement. On doit même remarquer que, pour les fréquences élevées et dès qu'il s'agit de transmettre l'énergie à une distance relativement grande, le rayonnement direct apporte moins d'affaiblissement que la transmission par ligne. En effet, l'affaiblissement de transmission avec une ligne est une fonction exponentielle de la distance, alors que la puissance reçue par une antenne, en visibilité de l'antenne d'émission, décroît seulement comme l'inverse du carré de la distance entre antennes, c'est-à-dire beaucoup plus lentement à partir d'une certaine distance.

L'étude de la propagation consiste à déterminer la puissance reçue par une antenne, connaissant la puissance rayonnée par une antenne émettrice, pour une longueur d'onde quelconque, pour des positions quelconques des deux antennes, dans tous les milieux qui peuvent se rencontrer et en présence de tous les obstacles possibles. On voit immédiatement la complexité inextricable de ce problème et cela explique qu'après plus de cinquante années de recherches, il ne puisse pas être considéré comme complètement résolu. D'ailleurs, une solution générale serait inutilisable à cause de sa complexité. La seule méthode possible consiste à diviser la difficulté, à introduire l'une après l'autre diverses hypothèses simplificatrices, vraies chacune dans un domaine restreint (par exemple, pour une gamme déterminée de fréquences ou de distances) et enfin à raccorder entre elles ces solutions incomplètes.

On étudiera d'abord la propagation en espace libre, c'est-à-dire le cas où les deux antennes sont dans un milieu isotrope et loin de tout obstacle. Ensuite, comme la rotondité de la Terre a une importance fondamentale pour la propagation des ondes, on verra séparément le cas où les deux extrémités de la liaison sont en visibilité l'une de l'autre, puis celui où elles ne le sont pas.

1. PROPAGATION EN ESPACE LIBRE

On considère un espace illimité où se trouvent seulement un émetteur, un récepteur et leurs antennes ; en outre, tous ces éléments sont supposés de dimensions négligeables par rapport à la distance qui les sépare. Malgré son caractère extrêmement idéalisé, ce cas, dit de *propagation en espace libre*, a une grande importance pratique car il fournit un élément de référence pour tous les autres cas étudiés et il donne une approximation souvent tout à fait suffisante. Par exemple, les transmissions entre deux avions, ou entre le sol et un avion (ou un véhicule spatial) et même entre deux points au sol relativement élevés et proches, peuvent être déterminées de façon satisfaisante en prenant ces hypothèses, au moins pour des fréquences pas trop basses. L'antenne d'émission reçoit une puissance W et crée, dans tout l'espace qui l'entoure, un champ électromagnétique E; l'antenne de réception, plongée dans ce champ, recueille une certaine puissance w.

Deux méthodes différentes peuvent être utilisées pour traiter ce problème de propagation :

— soit calculer le champ électromagnétique créé par l'antenne d'émission en un point donné,

— soit déterminer le rapport $\frac{W}{w}$ entre la puissance émise et la puissance reçue, rapport que l'on appelle *affaiblissement de transmission*.

Le choix entre ces deux méthodes dépend du problème envisagé. Si un émetteur doit desservir un grand nombre de récepteurs (radiodiffusion), la première méthode est certainement préférable. Au contraire, pour une liaison point à point (faisceau hertzien), c'est-à-dire pour une liaison formant un ensemble et dans laquelle les antennes d'émission et de réception jouent des rôles symétriques, il est alors naturel d'utiliser la deuxième méthode.

1.1. Choix d'une antenne de référence. — Quelle que soit la méthode retenue, il est d'abord nécessaire de choisir une antenne de référence. En fait, trois peuvent être utilisées : le *doublet élémentaire de Hertz*, le *doublet demi-onde* et l'antenne omnidirective, encore appelée *antenne isotrope* (V. chap. 2).

a) *Le doublet élémentaire de Hertz* est un élément de courant de longueur très inférieure à la longueur d'onde considérée. On montre que le *diagramme de rayonnement en champ* d'un tel doublet est un tore circulaire de cercle de gorge nulle et dont l'axe coïncide avec le doublet. Quand on utilise cette antenne comme antenne de référence, on se place dans le plan diamétral.

b) *Le doublet demi-onde* est un élément rayonnant filiforme, dont la longueur est égale à la moitié de la longueur d'onde sur laquelle il fonctionne. Son diagramme de rayonnement est très voisin du précédent mais la demi-méridienne du tore n'est pas exactement un cercle.

c) *L'antenne isotrope* est une antenne qui rayonne de la même façon dans toutes les directions par définition. Son diagramme de rayonnement est donc une sphère centrée sur l'antenne. On peut montrer qu'une telle antenne est irréalisable car un rayonnement isotrope est incompatible avec le caractère transversal des vibrations électromagnétiques (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1) et cependant, cette antenne est de plus en plus utilisée comme antenne de référence en raison des simplifications qu'elle apporte.

Le gain d'une antenne, dans une direction donnée, par rapport à une antenne de référence, représente le rapport entre la puissance qu'il faudrait fournir à l'antenne de référence et celle qu'il faut fournir à l'antenne considérée pour obtenir le même niveau de réception à l'autre extrémité de la liaison. Ce rapport de puissance s'exprime généralement en décibels (V. t. 1, Préliminaires, chap. 4). Si l'on prend comme antenne de référence l'antenne isotrope, le gain ainsi défini est appelé *gain isotrope* ou *gain absolu ;* c'est le seul que l'on considérera par la suite.

1.2. Champ en espace libre. — Si un émetteur de puissance W alimente une antenne de gain absolu G, le champ électromagnétique à la distance d peut être caractérisé par un vecteur champ électrique $\vec{E}$ dont le module est donné par la relation suivante (fig. I-1) :

$$E = \frac{173\sqrt{G.W}}{d}$$

On exprime E en millivolts par mètre, W en kilowatts, d en kilomètres.

La quantité GW est appelée *puissance isotrope rayonnée équivalente* (P.I.R.E.) ; elle s'exprime en kilowatts. La quantité (Ed) est appelée parfois *force cymomotrice ;* elle s'exprime en volts.

1.3. Affaiblissement de transmission en espace libre. — On considère une antenne d'émission de gain isotrope G_E rayonnant une puissance W placée à une distance d d'une antenne de réception de gain isotrope G_R ; la liaison fonctionne sur la longueur d'onde λ. L'antenne de réception reçoit la puissance w et l'on a la relation :

$$\frac{w}{W} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 .G_E.G_R$$

Les grandeurs w et W d'une part, λ et d d'autre part, sont exprimées avec les mêmes unités (fig. I-2).

2. PROPAGATION EN VISIBILITÉ DANS L'ATMOSPHÈRE EN PRÉSENCE DE LA TERRE

Du fait de la présence de la Terre et de l'atmosphère qui l'entoure, des phénomènes de réflexion, de réfraction, de diffraction et des trajets multiples peuvent perturber notablement la propagation en espace libre dans certaines circonstances. Dans un but de simplification, dans ce qui suit, on se limitera aux phénomènes les plus importants que l'on rencontre dans une liaison en visibilité.

2.1. Définition d'une liaison en visibilité - Ellipsoïde de Fresnel. — Il est d'abord nécessaire de définir exactement ce que l'on entend par liaison « en visibilité ». En effet, ce langage, emprunté à l'optique, ne peut pas être transféré sans précaution dans le domaine radioélectrique car les longueurs d'onde y sont beaucoup plus grandes.

On dira qu'une liaison est en visibilité, si les phénomènes de diffraction par les obstacles éventuels situés au voisinage du trajet ont une influence négligeable sur le niveau reçu. On peut démontrer que, pour qu'il en soit ainsi, il suffit qu'il n'existe aucun obstacle à l'intérieur d'un ellipsoïde de révolution, appelé *premier ellipsoïde de Fresnel*, ayant pour foyers les antennes d'émission et de réception et tel que la somme des distances d'un point de l'ellipsoïde aux antennes d'émission et de réception dépasse d'une demi-longueur d'onde la distance entre ces antennes (fig. I-3). Le rayon équatorial du premier ellipsoïde de Fresnel est égal à $\frac{\sqrt{\lambda d}}{2} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{c_0 d}{f}}$ en désignant par λ

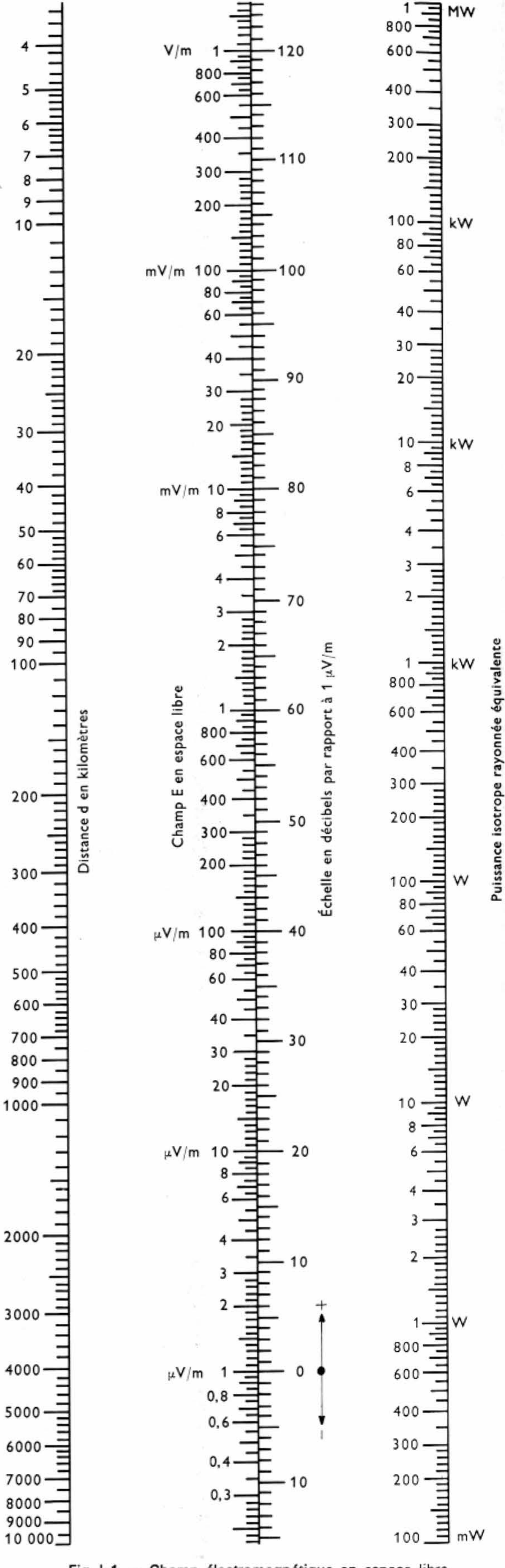


Fig. I-1 — Champ électromagnétique en espace libre

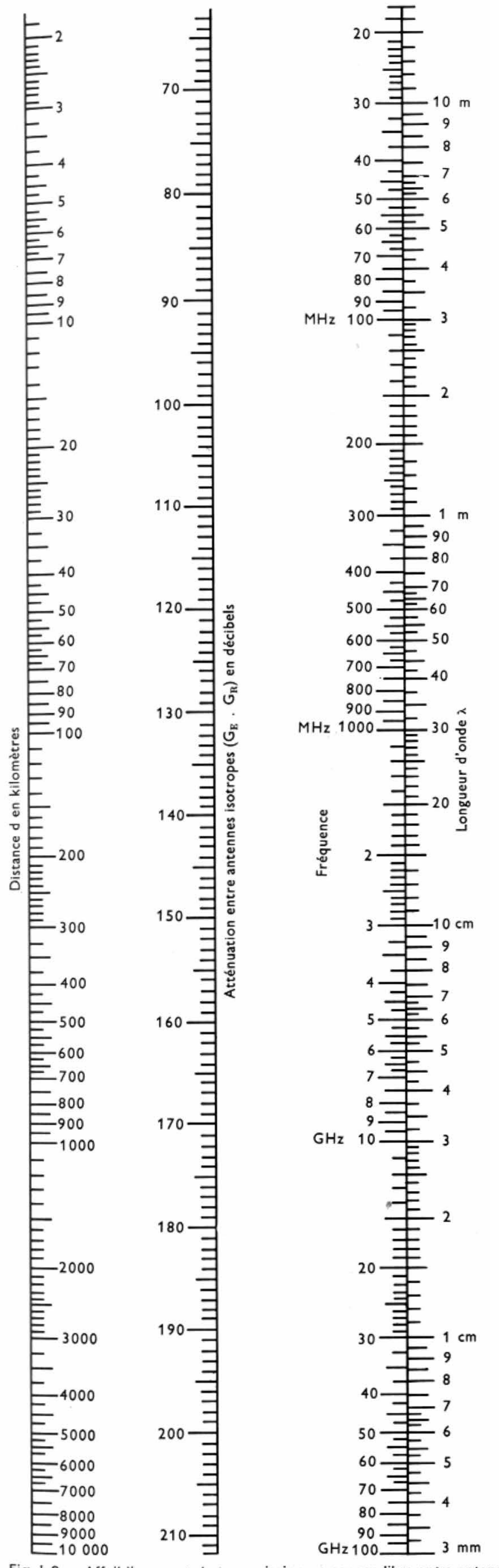


Fig. I-2 — Affaiblissement de transmission en espace libre entre antennes isotropes

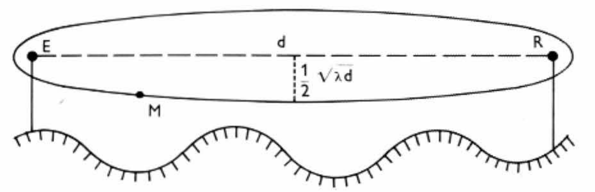


Fig. I-3 — Dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel dans une liaison en visibilité ($ME + MR = d + \frac{\lambda}{2}$)

la longueur d'onde, par d la distance entre émetteur et récepteur, par c_0 la vitesse de propagation des ondes et par f leur fréquence.

En réalité, le premier ellipsoïde de Fresnel a une forme extrêmement allongée ; par exemple, pour une distance d de 50 km et une fréquence f de 6 000 MHz, le diamètre équatorial est égal à 50 mètres et le rapport des axes est donc de 1 000 dans ce cas. On voit que la condition de « dégagement » du premier ellipsoïde de Fresnel oblige à surélever les antennes et cela d'autant plus que la fréquence est plus basse. Bien qu'une étude plus précise montre qu'un dégagement correspondant à environ 60 % du rayon inférieur soit encore acceptable, on constate que pour les ondes décamétriques et, a fortiori, pour les ondes plus longues, le dégagement du premier ellipsoïde de Fresnel n'est pratiquement jamais possible. Par suite, pour ces ondes, une liaison ne peut jamais être considérée comme parfaitement en visibilité.

2.2. Influence du sol - Réflexion des ondes-Critère de Rayleigh - Zone de Fresnel. — En général, lorsqu'une onde atteint la surface de séparation de deux milieux d'indices différents, elle se décompose en deux autres ondes : une *onde réfléchie* et une *onde réfractée* (V. t. 1, Optique, chap. 1). L'intensité de l'onde réfléchie dépend des caractéristiques électriques du milieu réfléchissant, de l'angle d'incidence et de la polarisation. On peut montrer que, dans le cas des incidences presque rasantes que l'on rencontre habituellement dans les liaisons terrestres, le coefficient de réflexion est toujours voisin de — 1 quelle que soit la polarisation, c'est-à-dire que l'onde réfléchie a une amplitude voisine de celle de l'onde incidente mais elle est en opposition de phase avec elle. L'onde réfléchie, se combinant à l'onde directe, peut provoquer des évanouissements très profonds. Si l'angle de réflexion (complément de l'angle d'incidence) augmente, le coefficient de réflexion reste presque constant en polarisation horizontale mais diminue assez rapidement en polarisation verticale jusqu'à atteindre une valeur minimale pour un angle de réflexion correspondant à l'incidence pseudo-brewstérienne. Cette valeur minimale est d'autant plus faible que la fréquence est plus grande (elle est pratiquement nulle en ondes lumineuses) et l'angle correspondant est voisin de 6° pour la réflexion sur la mer et de 20° pour la réflexion sur un sol sec.

L'existence d'un rayon réfléchi suppose, évidemment, que les irrégularités de la surface du sol ne soient pas trop importantes. L'importance de ces irrégularités peut être prise en considération statistiquement comme on va le voir. Si l'on désigne par h la hauteur moyenne des irrégularités du sol dans la zone du point de réflexion et par Φ l'angle du rayon incident avec le sol, on montre que la différence de trajet introduite par les irrégularités du sol est proportionnelle à ($h \sin \Phi$). C'est cette quantité qui est comparée à la longueur d'onde (critère de Rayleigh) :

— $h \sin \Phi < \frac{\lambda}{100}$: le sol peut être considéré comme lisse ;

— $h \sin \Phi = \frac{\lambda}{16}$: le coefficient de réflexion est réduit de moitié ;

— $h \sin \Phi = \frac{\lambda}{4}$: le coefficient de réflexion est réduit au dixième, c'est-à-dire que le rayon réfléchi n'a pratiquement plus d'importance.

Pour une liaison effectuée entre deux points au voisinage de la Terre, les angles Φ sont généralement compris entre 1

et 10 milliradians. On voit donc que les irrégularités, qui ont une influence sur la propagation, ont des hauteurs comprises entre 100 à 1000 fois la longueur d'onde. En ondes centimétriques, cela représente des hauteurs de quelques mètres à une dizaine de mètres. Par exemple, une zone cultivée peut toujours être considérée comme réfléchissante, alors qu'une forêt est généralement absorbante.

Pour pouvoir estimer l'importance de l'onde réfléchie, il est aussi nécessaire de tenir compte de la surface de la zone réfléchissante autour du point de réflexion géométrique. On introduit pour cela la notion de *zone de Fresnel* (qu'il ne faut pas confondre avec les ellipsoïdes de Fresnel mentionnés plus haut). La première zone de Fresnel est le lieu des points de la surface réfléchissante dont la somme des distances aux antennes d'émission et de réception dépasse d'une demi-longueur d'onde le trajet réfléchi le plus court correspondant au point de réflexion géométrique. La zone de Fresnel est une ellipse qui est toujours extrêmement allongée dans la direction de la propagation. Son petit axe est sensiblement égal au diamètre équatorial du premier ellipsoïde de Fresnel correspondant. Toutefois, son grand axe peut avoir des dimensions assez variables suivant les hauteurs des antennes au-dessus de la surface terrestre. Par exemple, pour une liaison de 50 km effectuée à une fréquence de 6 GHz, avec des antennes placées à 75 m au-dessus du sol, les axes de la première zone de Fresnel mesurent respectivement environ 24 km et 50 m.

2.3. Influence de l'atmosphère - Réfraction et absorption des ondes. — L'influence de l'atmosphère se manifeste de plusieurs façons différentes. On étudie ici la réfraction et l'absorption mais on verra plus loin qu'il existe encore un autre phénomène, qui est la diffusion par les hétérogénéités de l'atmosphère, et qui se manifeste surtout lors des liaisons très au-delà de l'horizon.

2.3.1. Réfraction des ondes dans l'atmosphère. — Au point de vue radioélectrique, l'atmosphère est caractérisée par son indice de réfraction qui est une fonction des paramètres météorologiques (pression, température, humidité) et qui, par conséquent, est une fonction de l'espace et du temps. Cependant, en première approximation, on peut considérer que l'indice de réfraction est fonction seulement de l'altitude et qu'il est indépendant du temps, au moins sur des périodes pas trop longues. On est alors amené à étudier la propagation des ondes dans une atmosphère supposée à symétrie sphérique, c'est-à-dire telle que l'indice de réfraction soit uniquement fonction de la distance à un point fixe (centre de la Terre). Dans ces conditions, on démontre que la relation de Descartes, utilisée en optique (V. t. 1, Optique, chap. 1), doit être remplacée par la suivante :

$$n(r) \, . \, r \, . \, \cos \Phi = \text{Cte}$$

si l'on désigne par r la distance du point considéré au centre de la Terre, par $n(r)$ l'indice de réfraction fonction de r et par Φ l'angle de la trajectoire radioélectrique avec l'horizontale locale.

L'équation précédente (qui est en fait une équation différentielle) ne peut être résolue que si l'on connaît la fonction $n(r)$. Cependant, sans la résoudre, on peut calculer le rayon de courbure ρ des trajectoires ; si celles-ci ne s'écartent pas beaucoup de la surface terrestre, on a pratiquement :

$$\boxed{\frac{1}{\rho} = -\frac{dn}{dr} = -\frac{dn}{dh}}$$

en appelant h la hauteur au-dessus d'une altitude de référence (sol ou niveau de la mer). On voit donc qu'au signe près, la courbure des trajectoires est égale au gradient vertical de l'indice de réfraction (fig. I-4).

L'indice n est très voisin de l'unité, environ 1,0003 au sol ; on pose donc généralement : $n = (1 + N\,10^{-6})$. On définit ainsi le *co-indice N* et les *unités N* qui sont d'une utilisation courante dans les calculs de propagation. La valeur du co-indice est donc proche de 300 unités N au voisinage du sol, mais elle peut varier largement d'une région à l'autre ou même d'un jour à l'autre.

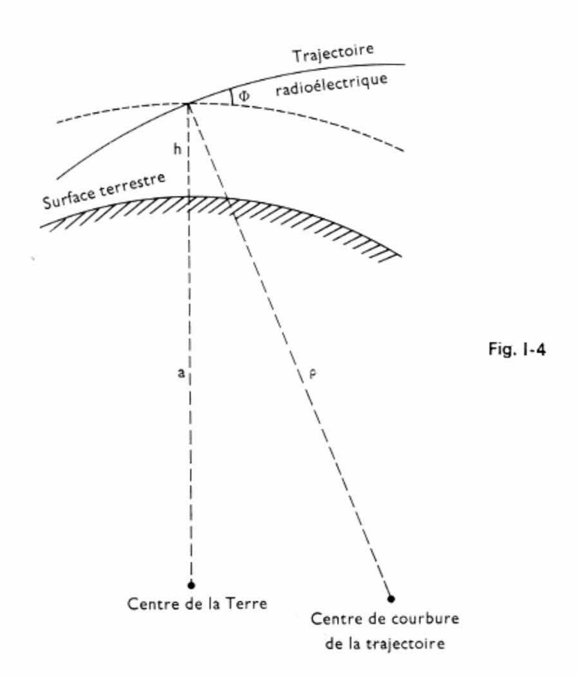


Fig. I-4

Comme il n'est pas pratique de travailler avec des trajectoires courbes, on a utilisé un artifice de calcul et choisi un rayon terrestre équivalent tel qu'en comptant les altitudes à partir de la surface terrestre fictive, on obtienne des trajectoires rectilignes. Cette nouvelle surface terrestre est supposée placée dans une atmosphère d'indice constant. Pour cela, on remplace le rayon terrestre réel $a = 6\,370$ km par un rayon terrestre équivalent Ka, le coefficient K étant lié au gradient vertical de l'indice de réfraction par la relation suivante :

$$K = \frac{1}{1 + a\,\dfrac{dN}{dh}}$$

D'après ce qui précède, on voit qu'une trajectoire radioélectrique, c'est-à-dire l'analogue de ce qu'on appelle en optique un « rayon lumineux », peut être représentée de deux façons différentes (fig. I-5).

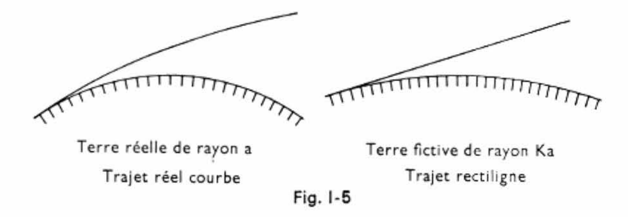


Fig. I-5

Le calcul précédent, qui permet de définir K, suppose que l'indice de réfraction varie à chaque instant en fonction de la fréquence, selon la même loi, tout le long de la liaison. En fait, cela n'est pas vrai et, par exemple, les valeurs minimales de K ne sont pas obtenues simultanément en tous

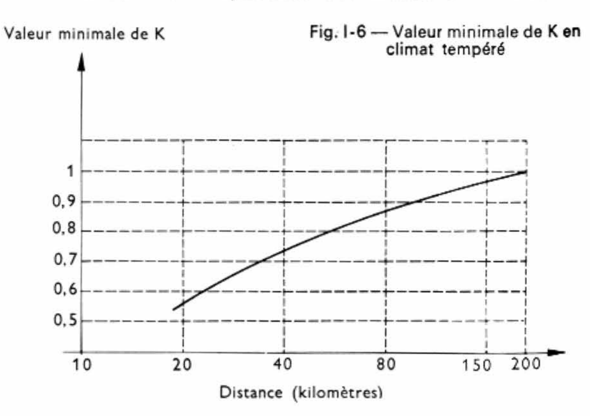


Fig. I-6 — Valeur minimale de K en climat tempéré

les points du trajet. Il en résulte un effet d'amortissement des variations de K qui est d'autant plus sensible que le trajet est plus long. L'étude de nombreuses liaisons en climat tempéré a conduit à l'établissement d'une courbe qui donne la valeur minimale de K en fonction de la longueur de la liaison (fig. I-6).

On appelle *atmosphère normale*, une atmosphère sphérique dont le gradient vertical de l'indice est constant et a pour valeur : $\frac{dN}{dh} = -39$ unités N par kilomètre. Pour une telle atmosphère, on trouve donc approximativement : $K = \frac{4}{3}$ ou Ka : 8 500 km. Cette valeur du gradient représente approximativement la valeur moyenne en climat tempéré pour le premier kilomètre d'altitude. Si la valeur algébrique du gradient est supérieure à — 39 unités N/km, les trajectoires sont moins courbées et le rayon apparent de la Terre est inférieur à 8 500 km : on dit qu'il y a *infraréfraction*. En particulier, si le gradient est nul, l'atmosphère est linéaire et les trajectoires sont des droites. Si le gradient est positif, le rayon apparent de la Terre est inférieur à son rayon réel. Si la valeur algébrique du gradient est inférieure à — 39 unités N/km, les trajectoires sont plus courbées et le rayon apparent de la Terre est supérieur à 8 500 km : on dit qu'il y a *superréfraction*. En particulier, si le gradient est inférieur à — 157 unités N/km, la courbure des trajectoires est supérieure à la courbure terrestre ; les trajectoires reviennent donc vers le sol et elles y sont, en général, réfléchies : il y a *propagation guidée*. Sur un graphique donnant la loi de N en fonction de la hauteur, on peut donc délimiter les différentes zones correspondant aux possibilités indiquées (fig. I-7).

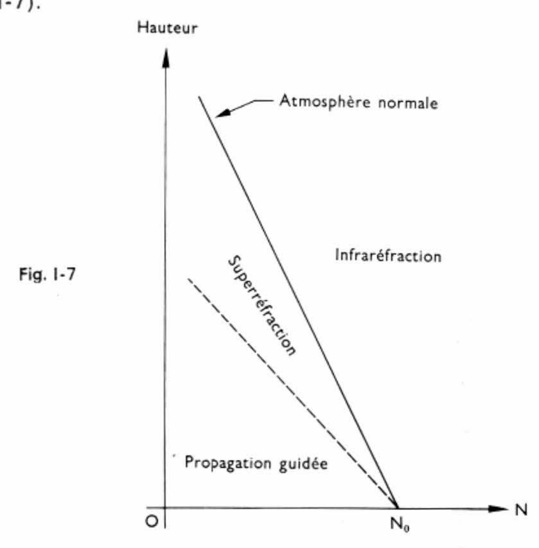


Fig. I-7

En réalité, un sondage vertical pour mesurer l'indice de l'air, montre que la courbe obtenue est assez complexe et l'atmosphère peut présenter de l'infraréfraction entre certaines altitudes et de la superréfraction entre d'autres. On peut même rencontrer des zones de propagation guidée en altitude.

2.3.2. Absorption des ondes dans l'atmosphère. — Un autre phénomène apparaît lorsque la fréquence dépasse 10 GHz : c'est l'absorption par divers constituants de l'atmosphère, en particulier par l'oxygène, la vapeur d'eau et par l'eau sous forme liquide ou solide (pluie, brouillard, neige, grêle). Ce phénomène devient de plus en plus important à mesure que la fréquence croît et il finit même par devenir le phénomène essentiel. D'un point de vue physique, l'absorption apportée par ces divers éléments est connue depuis longtemps avec une précision satisfaisante. On sait que l'oxygène a deux zones principales d'absorption dans la gamme des ondes millimétriques, correspondant respectivement à des fréquences de 60 GHz et de 118,75 GHz. La première donne, au niveau du sol, un affaiblissement de 14 dB/km et se résout en de nombreuses raies lorsque la pression diminue, c'est-à-dire en altitude. La vapeur d'eau a aussi deux zones d'absorption ; l'une, pour la fréquence de 22,2 GHz, entraîne un affaiblissement de 0,02 dB/km et par gramme au mètre cube, l'autre, pour la fréquence de 183 GHz, provoque un affaiblissement de 4 dB/km et par gramme au mètre cube. La pluie apporte un affaiblissement qui augmente très rapidement avec la fréquence et qui est, par ailleurs, presque proportionnel à l'intensité de précipitation. Pour les fréquences inférieures à 50 GHz, la pluie représente l'élément essentiel de l'affaiblissement, même pour des intensités de précipitation moyennes (fig. I-8).

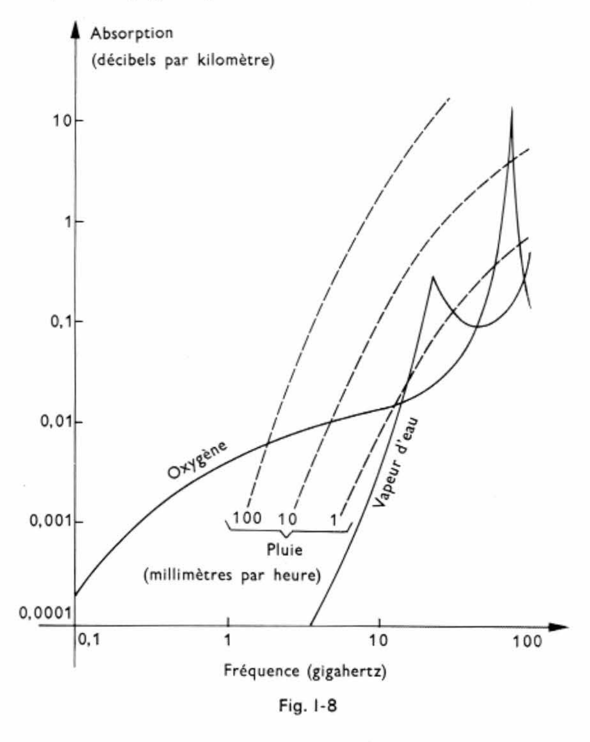


Fig. I-8

Cependant, le problème essentiel de l'absorption est surtout un problème météorologique et non radioélectrique. En effet, si l'on connaît assez bien l'affaiblissement kilométrique apporté par une pluie d'intensité déterminée, on connaît beaucoup moins bien le nombre de kilomètres sur lesquels la pluie tombe simultanément avec cette intensité. Aussi, pour les études de propagation, a-t-on développé des systèmes précis et automatiques pour mesurer l'intensité de la pluie et surtout sa répartition géographique et temporelle, résultats que les mesures météorologiques courantes ne donnent pas.

L'absorption par l'atmosphère limite évidemment la longueur des liaisons que l'on peut réaliser mais peut-être moins qu'on ne le craint généralement. En effet, pour une liaison entre deux points à la surface de la Terre, la probabilité d'avoir une pluie continue sur tout le trajet diminue à mesure que le trajet augmente et, dans le cas d'une liaison avec un satellite, la traversée de l'atmosphère représente seulement quelques kilomètres si le satellite n'est pas très bas sur l'horizon. Les fréquences supérieures à 10 GHz seront très utilisées pour les liaisons avec les satellites ; au besoin, à la surface de la Terre, on disposera deux antennes de réception suffisamment espacées pour que la probabilité d'avoir une pluie intense, simultanément aux deux emplacements, soit très faible.

2.4. Distance maximale de visibilité. — On désigne généralement ainsi la distance à partir de laquelle la droite, joignant les antennes, est tangente à la surface terrestre supposée sphérique (on sait que l'on doit tenir compte, en outre, du premier ellipsoïde de Fresnel). Cette distance d_m dépend évidemment de la valeur adoptée pour K et des hauteurs des antennes h_1 et h_2 :

$$d_m = \sqrt{2\,Ka}\,\left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)$$

Pour une atmosphère standard $K = \frac{4}{3}$ et la relation précédente prend la forme pratique suivante :

$$d_m = 4{,}1 \left(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}\right)$$

On exprime d_m en kilomètres et les hauteurs h_1 et h_2 en mètres.

2.5. Réflexion totale et propagation guidée dans l'atmosphère. — Si l'indice décroît assez vite quand l'altitude croît, les rayons radioélectriques peuvent être ramenés vers le sol ; on a un phénomène de guidage un peu analogue à la propagation dans un guide d'onde métallique mais avec des différences sensibles cependant. Pour simplifier, on supposera que la propagation guidée se fait au ras du sol et que celui-ci est plan (portion de sphère de rayon r infini) (fig. I-9).

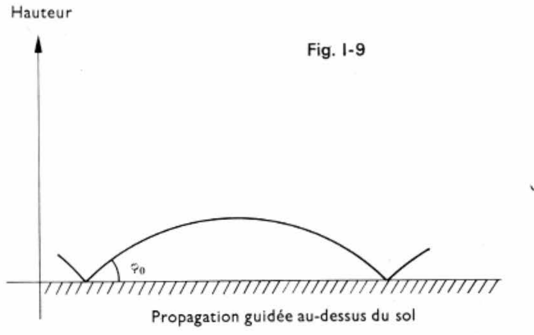


Fig. I-9

Propagation guidée au-dessus du sol

— En appliquant la relation de la réfraction en un point au sol ($n_0 \cos \Phi_0 =$ Cte) et en un point au sommet de la trajectoire où $\Phi = 0$ ($n \cos \Phi = n =$ Cte), il vient :

$$\boxed{\cos \Phi_0 = \frac{n}{n_0}}$$

Comme n et n_0 sont très voisins de 1, l'angle Φ_0 est très faible et, en fait, seuls les rayons partant sous un angle inférieur à 1° peuvent être ramenés au sol.

— Alors qu'il suffit que la hauteur d'un guide métallique soit supérieure à $\frac{\lambda}{2}$ pour qu'une onde, de longueur d'onde λ, se propage dans celui-ci, dans l'atmosphère, les conditions de guidage doivent être réalisées sur une hauteur minimale $H = \frac{\lambda}{2\,\Phi_m}$, Φ_m désignant la valeur maximale de Φ_0. Comme l'angle Φ_0 est très faible, la hauteur H nécessaire est relativement grande ; généralement, on admet qu'elle doit être égale à au moins cent fois la longueur d'onde.

— Toujours à cause de la petitesse de l'angle Φ, la vitesse de phase et la vitesse de groupe sont toutes deux sensiblement égales à la vitesse de la lumière c_0.

— Un guide atmosphérique n'a pas une fréquence de coupure bien déterminée comme un guide métallique ; quand la longueur d'onde augmente, le guide laisse fuir de plus en plus d'énergie à l'extérieur.

Le phénomène de propagation guidée doit être considéré comme un type anormal de propagation, bien que, dans certaines régions, il soit assez fréquent, en particulier au-dessus des mers chaudes. Une liaison régulière ne peut pas être basée sur son existence car il peut, au contraire, constituer une gêne du fait des brouillages qu'il entraîne.

2.6. Réflexion partielle et trajets multiples dans l'atmosphère. — Dans la plupart des cas, les conditions de superréfraction ne sont pas réalisées dans une zone suffisamment étendue pour qu'il y ait une véritable propagation guidée ; cependant, on peut avoir des feuillets horizontaux d'étendue plus ou moins grande dans lesquels le gradient vertical de l'indice de réfraction atteint des valeurs très grandes. De telles irrégularités atmosphériques créent donc une réflexion partielle pour les ondes qui les traversent en incidence presque rasante. On obtient ainsi de multiples ondes réfléchies, qui vont interférer avec l'onde directe en ayant suivi des chemins de diverses longueurs et qui, par suite, peuvent créer des évanouissements profonds.

Ce phénomène se manifeste surtout pendant les périodes où l'indice de l'air est élevé (en été, avec un climat tempéré) et son importance augmente, évidemment, avec la longueur d'atmosphère traversée, c'est-à-dire avec la longueur du trajet.

2.7. Interférence entre le rayon direct et le rayon réfléchi par le sol. — Lorsque l'émetteur et le récepteur sont en visibilité l'un de l'autre, il peut toujours se produire une réflexion sur le sol. Cela donne naissance à une onde qui interfère au point de réception avec l'onde directe, ce qui peut amener de profonds évanouissements si la différence de marche est telle que les deux ondes soient en opposition de phase. Il ne faut pas oublier pour cela que la réflexion en incidence presque rasante se fait avec changement de phase de 180°.

La différence de trajet, entre les rayons directs et réfléchis, dépend de la distance d entre antennes et des hauteurs h_1 et h_2 des deux antennes au-dessus du sol. Le calcul est assez long si l'on doit tenir compte de la courbure terrestre ; au contraire, il est très simple si elle peut être négligée, c'est-à-dire si la longueur du trajet est relativement faible. La différence de trajet est égale, dans ce cas, à :

$$\Delta l = \frac{2\,h_1\,h_2}{d}$$

Si l'on déplace verticalement l'antenne de réception, la différence de trajet Δl varie et, par suite, le rayon réfléchi vient tantôt renforcer, tantôt diminuer le rayon direct, créant ainsi des lobes d'interférence. Si l'on néglige la courbure terrestre, pour une radiation de longueur d'onde λ, la distance verticale entre deux minimums ou deux maximums est égale à :

$$\Delta h_2 = \frac{\lambda\,d}{2\,h_1}$$

Si l'on se déplace le long de la surface terrestre, on a le même phénomène, mais les maximums et les minimums ne sont pas régulièrement espacés ; la distance entre deux maximums successifs est égale à :

$$\Delta d = \frac{\lambda\,d^2}{2\,h_1\,h_2}$$

Cette relation est évidemment en défaut lorsqu'on se rapproche de l'horizon car elle est calculée en supposant la Terre plate. Si l'on admet que la Terre est sphérique, il existe un dernier maximum situé un peu avant l'horizon, après quoi le champ décroît très rapidement. Mais la méthode que nous utilisons ici, dérivée de l'optique, cesse d'être applicable à partir du voisinage de l'horizon et il est alors nécessaire d'utiliser les théories de la diffraction sphérique. Lorsque la portion de surface terrestre qui intervient pour la réflexion est trop grande pour être considérée comme plane, le coefficient de réflexion doit subir une correction. En effet, la réflexion sur une surface sphérique convexe provoque l'ouverture de tout le pinceau de rayons et cela entraîne une diminution apparente du coefficient de réflexion. Celui-ci doit être multiplié par un facteur inférieur à l'unité, appelé *facteur de divergence*.

3. PROPAGATION EN NON VISIBILITÉ

On considère qu'une liaison est en non visibilité lorsque le premier ellipsoïde de Fresnel est très loin d'être dégagé. Ce cas se rencontre lorsque l'une des extrémités de la liaison est au-delà de l'horizon de l'autre extrémité, ou lorsque des liaisons assez courtes sont réalisées avec des ondes décamétriques (ou plus longues) en raison des dimensions importantes de l'ellipsoïde de Fresnel et du fait que les antennes sont généralement très près du sol pour ces ondes (les hauteurs sont mesurées en longueurs d'ondes).

Les ondes peuvent contourner les obstacles représentés par les montagnes et la courbure terrestre car plusieurs phénomènes physiques peuvent se produire :

— diffraction autour de la surface terrestre supposée sphérique (diffraction sphérique) ;

— diffraction par les arêtes d'épaisseur relativement faible ;

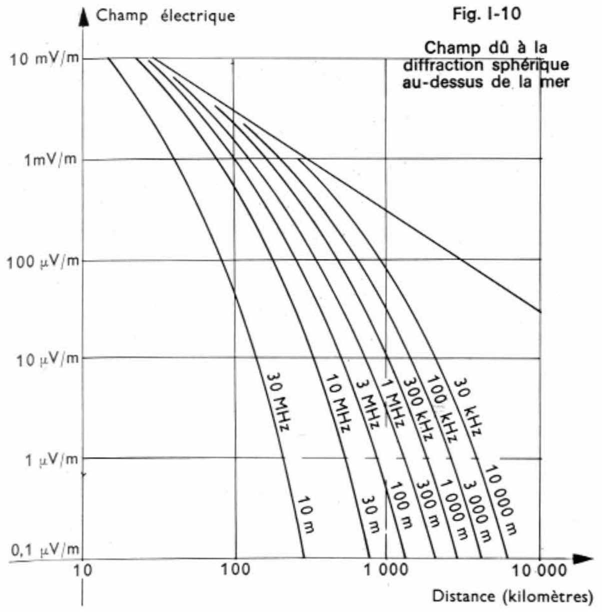


Fig. I-10

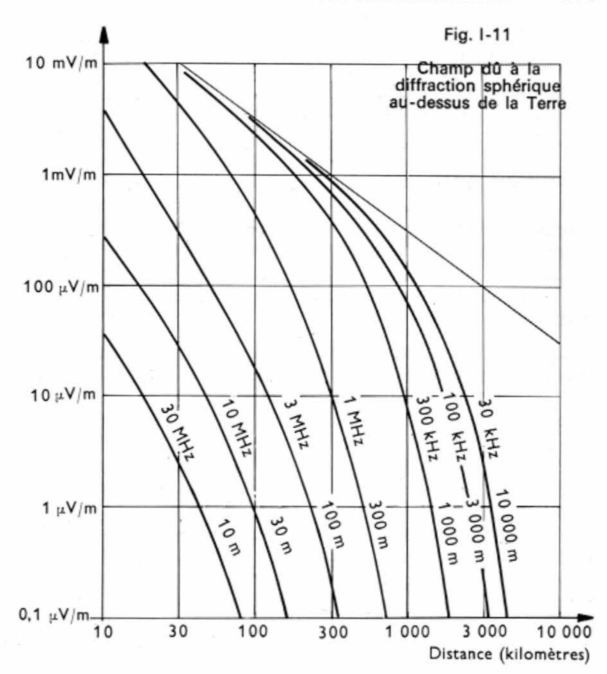


Fig. I-11

— diffusion par les hétérogénéités de l'atmosphère ;
— réflexion sur les couches ionisées de la haute atmosphère (propagation dite ionosphérique).

Chacun d'eux a une importance prépondérante dans une gamme de fréquences particulière plus ou moins étendue. Parmi ceux-ci, on n'a pas classé la propagation guidée (dont on a parlé précédemment) car ce dernier phénomène correspond plutôt à un éloignement indéfini de l'horizon plutôt qu'à une propagation au-delà de l'horizon.

3.1. Diffraction sphérique. — La diffraction des ondes autour de la Terre est l'un des problèmes de propagation les plus anciennement étudiés mais les solutions analytiques ne sont pas simples. Cependant, on peut donner les résultats dans deux cas extrêmes, c'est-à-dire lorsque les hauteurs des antennes au-dessus du sol sont, ou très inférieures ou, au contraire, très supérieures à la longueur d'onde.

3.1.1. Antennes à des hauteurs au-dessus du sol, très inférieures à la longueur d'onde. — C'est le cas général en ondes hectométriques et en ondes plus longues que celles-ci. La présence du sol modifie alors considérablement les caractéristiques de l'antenne. La propagation est déterminée :

— *à courte distance*, par l'absorption dans le sol, au voisinage des antennes ; comme cette absorption est nettement plus grande en polarisation horizontale qu'en polarisation verticale, les liaisons en ondes longues ont toujours lieu en polarisation verticale ;

— *à grande distance*, par la courbure terrestre ; elle intervient par l'intermédiaire d'un paramètre égal à : $\frac{\beta d}{(R\lambda^2)^{1/3}}$, où β est un coefficient qui dépend de la nature du sol mais qui varie très peu (cela signifie que l'influence du sol est très faible) et où R est le rayon terrestre équivalent, défini précédemment (il permet de tenir compte de la réfraction atmosphérique).

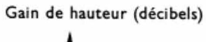
Les figures I-10 et I-11 représentent les variations du champ en fonction de la distance, au-dessus de la mer et au-dessus de la Terre (sol de conductibilité moyenne), pour une puissance d'émission de 1 kW, rayonnée par une antenne demi-onde verticale.

3.1.2. Antennes à des hauteurs au-dessus du sol, supérieures à la longueur d'onde. — C'est surtout le cas des ondes métriques et des ondes plus courtes que celles-ci. Si l'on se place nettement au-delà de la région de visibilité, on peut alors calculer séparément les influences respectives de la distance d et des hauteurs h_1 et h_2 des deux antennes. L'affaiblissement, entre antennes isotropes, se met en effet sous la forme suivante :

$$\alpha = A(d) . G(h_1) . G(h_2)$$

si l'on désigne par $A(d)$ l'affaiblissement (fonction de la distance) lorsque les antennes sont à une hauteur de référence (qui peut être fonction de la longueur d'onde) et par $G(h_1)$ et $G(h_2)$ les gains des antennes fonction de leurs hauteurs par rapport à une hauteur de référence (*gains de hauteur*). Généralement, on considère les fonctions $20 \lg A(d)$ et $20 \lg G(h)$ exprimées en décibels et le produit ci-dessus est remplacé par une somme.

Comme hauteur de référence, on choisit souvent la hauteur H à partir de laquelle l'influence du sol n'intervient pratiquement plus et qui est donnée en fonction de la longueur d'onde par la relation suivante :



$$H = 48\ \lambda^{2/3} \quad (H \text{ et } \lambda \text{ en mètres})$$

Dans cette formule, on a supposé que le rayon terrestre équivalent était de 8 500 km. Pour des hauteurs supérieures à H, le gain de hauteur est une fonction sensiblement exponentielle, alors que c'est une fonction approximativement linéaire au-dessous (fig. I-12).

Pour des hauteurs inférieures à quelques longueurs d'ondes (à quelques dizaines de longueurs d'ondes en polarisation verticale sur mer), la courbe de la figure I-12 n'est plus utilisable car le gain de hauteur cesse de décroître lorsque la hauteur diminue.

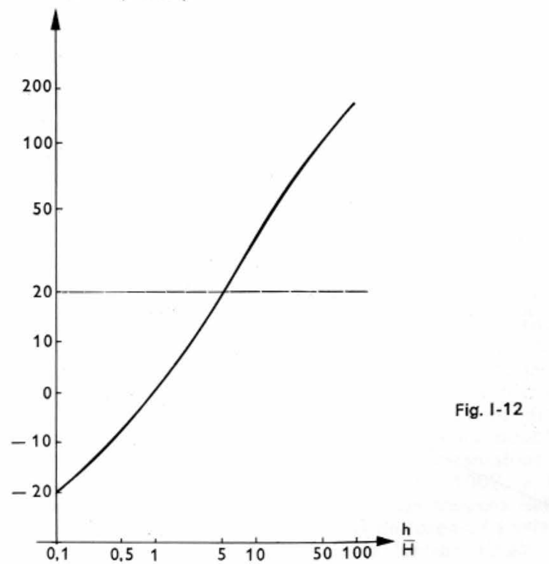


Fig. I-12

La fonction $A(d)$ peut s'exprimer de façon suffisamment approchée par une formule simple. Si l'on désigne par L une distance de référence égale à :

$$L = 29\ \lambda^{1/3} \quad (L \text{ en kilomètres et } \lambda \text{ en mètres})$$

pour un rayon terrestre équivalent de 8 500 km, on a :

$$A \text{ (décibels)} = 11 - 17{,}55\ \frac{d}{L} + 10 \lg \frac{d}{L}$$

d étant la distance en kilomètres. On voit que l'affaiblissement, exprimé en décibels, est pratiquement une fonction linéaire de la distance et, par suite, la puissance reçue est une fonction qui décroît exponentiellement avec la distance.

3.1.3. Antennes à des hauteurs du même ordre de grandeur que la longueur d'onde. — C'est pratiquement le cas en ondes décamétriques, c'est-à-dire lorsque les fréquences sont comprises entre 3 et 30 MHz. Il n'existe alors aucune méthode simple pour calculer l'affaiblissement dû à la diffraction sphérique. On doit utiliser des familles de courbes qui ont été calculées pour différentes fréquences et différentes hauteurs d'antennes. Mais, en fait, ce travail est généralement inutile car la propagation, dans cette gamme de fréquences, est surtout conditionnée par la réflexion sur les couches ionisées de la haute atmosphère, comme on le verra plus loin.

3.2. Diffraction par une arête. — Souvent, l'émetteur et le récepteur ne se trouvent pas en visibilité parce qu'il y a, entre eux, une montagne ou une colline aux flancs plus ou moins raides. Il est assez difficile d'évaluer l'affaiblissement supplémentaire créé par un tel obstacle de forme souvent irrégulière. On simplifie beaucoup (fig. 1-13) en

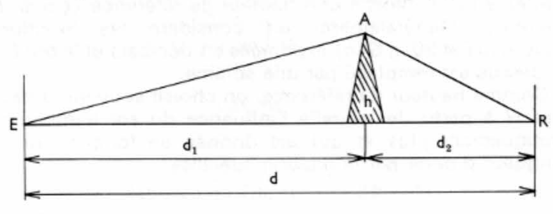


Fig. I-13

assimilant l'obstacle à une arête de faible épaisseur et en appliquant la théorie de la diffraction des ondes lumineuses par une arête rectiligne. On sait que, dans ce cas, le résultat est indépendant de la polarisation. En désignant par h la hauteur de l'arête au-dessus de la droite qui joint l'émetteur et le récepteur, par d_1 et d_2 les distances respectives de l'émetteur et du récepteur à cette arête, par λ la longueur d'onde, une théorie, dérivée de l'optique, permet de calculer l'affaiblissement apporté par l'arête en fonction de la variable :

$$v = \pm h \sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right)}$$

(on prend le signe + si le point A est au-dessous de la droite ER et le signe — si A est au-dessus, c'est-à-dire si R est dans « l'ombre géométrique » de l'écran constitué par l'arête). Le champ E en R, par rapport au champ en espace libre E_0 qui existerait s'il n'y avait pas l'écran, est donné par une courbe (fig. I-14).

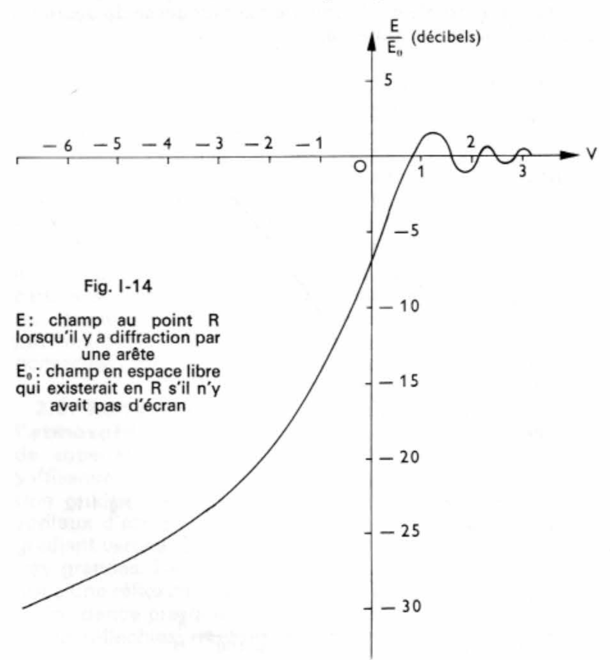


Fig. I-14

E : champ au point R lorsqu'il y a diffraction par une arête
E_0 : champ en espace libre qui existerait en R s'il n'y avait pas d'écran

Si l'obstacle ne peut pas être assimilé à une arête sans épaisseur, on peut améliorer la représentation en prenant une surface cylindrique présentant un certain rayon de courbure au sommet (cylindre circulaire avec plans verticaux tangents, cylindre parabolique, etc.). Le résultat dépend fortement de la conductibilité de la surface et de la polarisation de l'onde utilisée mais, dans tous les cas, le champ diminue quand le rayon de courbure augmente.

On peut remarquer que le champ diffracté derrière une arête décroît seulement comme l'inverse de l'enfoncement dans l'ombre, alors que le champ diffracté par la courbure terrestre décroît exponentiellement quand on s'éloigne. Le premier est donc, en général, très supérieur au second. Ce phénomène a pu être observé expérimentalement. Par exemple, sur mer, le champ derrière une île peut être très supérieur à ce qu'il est à la même distance dans une direction sans île. Il se produit un certain « gain d'obstacle » qui s'explique par le fait que les sommets de l'île, étant illuminés par un champ direct très supérieur au champ à la surface de la mer, diffractent une énergie beaucoup plus grande malgré l'augmentation de l'angle de diffraction. Dès qu'il y a deux arêtes ou un nombre plus grand, sur le trajet, le gain d'obstacle devient très faible ou même nul.

3.3. Diffusion par les hétérogénéités de l'atmosphère. — Pour expliquer la propagation à très grandes distances avec des longueurs d'ondes très courtes, on a été amené à considérer la structure de l'atmosphère à une échelle bien plus petite que celle des études météorologiques. Cette propagation a été mise en évidence assez tardivement (1950) car l'affaiblissement correspondant, bien que très inférieur à celui qui résulterait de la diffraction par la courbure terrestre, est cependant extrêmement élevé ; la découverte de ce type de propagation n'a donc pu avoir lieu que lorsqu'on a su réaliser sur ces fréquences (ondes décamétriques et centimétriques) des émetteurs puissants et des antennes à grand gain. Les diverses explications proposées pour rendre compte de cette propagation, sont basées sur les irrégularités de faible amplitude que présente l'indice de l'air. Selon certaines théories, l'atmosphère (en la considérant à une échelle convenable) se comporte comme un milieu trouble, diffusant dans toutes les directions une partie de l'énergie qui la traverse (théorie de la diffusion). Selon d'autres théories, les irrégularités de l'atmosphère ne sont pas supposées isotropes : elles ont des dimensions plus faibles suivant la verticale que suivant des axes horizontaux. Ces irrégularités se comportent donc plutôt comme des miroirs, réfléchissant une partie de l'énergie qui les frappent (théorie des réflexions partielles). Ces dernières théories semblent assez plausibles car, dans l'atmosphère, les mouvements de l'air ont évidemment des échelles très différentes suivant la verticale ou suivant une direction horizontale et il doit en être de même pour les irrégularités (fig. I-15).

Le mécanisme de transmission de l'énergie est alors le suivant : dans le volume commun aux deux faisceaux

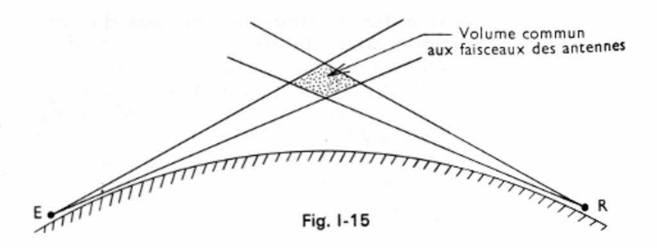
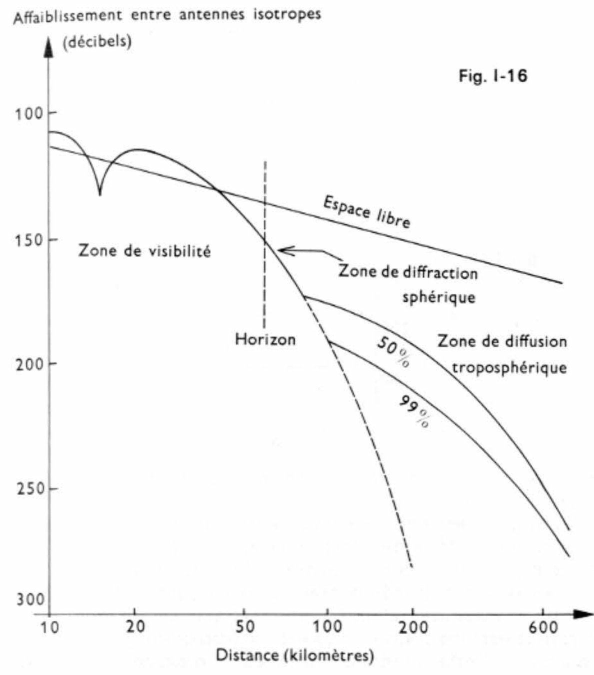


Fig. I-15

d'antennes, les irrégularités de l'atmosphère reçoivent de l'énergie de l'antenne d'émission et en renvoient une petite partie dans toutes les directions et, en particulier, vers l'antenne de réception. Comme ces irrégularités fluctuent avec le temps, le niveau de la réception subit les mêmes fluctuations. Par suite, on décompose l'étude en deux étapes, d'une part, l'étude du niveau moyen reçu, d'autre part, l'étude des fluctuations autour du niveau moyen.

3.3.1. Niveau moyen. — Afin de fixer les ordres de grandeur, on considère l'affaiblissement entre antennes isotropes en fonction de la distance pour une fréquence de 1 000 MHz. Cet affaiblissement est représenté approximativement par la courbe suivante (fig. I-16).



On reconnaît deux portions correspondant à la propagation en visibilité, puis à la diffraction par la courbure terrestre (courbe descendant très rapidement) ; au-delà de l'horizon, à partir d'une certaine distance, la courbe subit une cassure assez brusque et continue à décroître, mais beaucoup moins rapidement. C'est cette troisième partie qui est due aux hétérogénéités de l'atmosphère et qui permet des liaisons à grande distance en ondes ultracourtes, au prix, il est vrai, d'un affaiblissement de transmission très élevé (en particulier, on peut voir qu'on est toujours à plus de 50 dB au-dessous du niveau en espace libre).

Comme ce type de propagation dépend des caractéristiques de l'atmosphère, l'affaiblissement est évidemment influencé par le climat et on est amené à tracer des courbes correspondant à un climat déterminé. À l'intérieur d'un même climat, il faut ensuite distinguer des saisons différentes car on constate effectivement un effet saisonnier plus ou moins marqué. En climat tempéré, l'affaiblissement en hiver est supérieur d'environ une quinzaine de décibels à celui d'été. De même, pendant une période de 24 heures, les variations des paramètres météorologiques (pression, température, humidité) produisent des variations de l'affaiblissement. Celui-ci est, en général, maximal dans le courant de l'après-midi et minimal la nuit ou le matin. La différence peut atteindre une quinzaine de décibels. En se limitant au climat tempéré, on peut tracer les courbes, représentant les affaiblissements entre antennes isotropes non dépassés pendant diverses fractions de temps, pour une fréquence déterminée (fig. I-17). Ces courbes sont données pour 1 000 MHz mais ce type de propagation se manifeste de façon notable entre 200 MHz et 4 GHz environ. On constate, expérimentalement, que l'affaiblissement est sensiblement proportionnel au cube de la fréquence (au lieu du carré en espace libre). Pour une fréquence f différente de 1 000 MHz, la correction à apporter à ces courbes, exprimée en décibels, est donc égale à $30 \lg \frac{f}{1000}$ (f étant exprimée en mégahertz). Ces courbes supposent que les antennes soient dégagées des obstacles proches et que le faisceau, au départ de chaque antenne, soit horizontal. S'il n'en est pas ainsi, une correction doit être effectuée : en général, on admet qu'il suffit de remplacer la distance réelle de la liaison par une distance équivalente telle que les angles, entre les faisceaux des antennes d'émission et de réception, soient les mêmes.

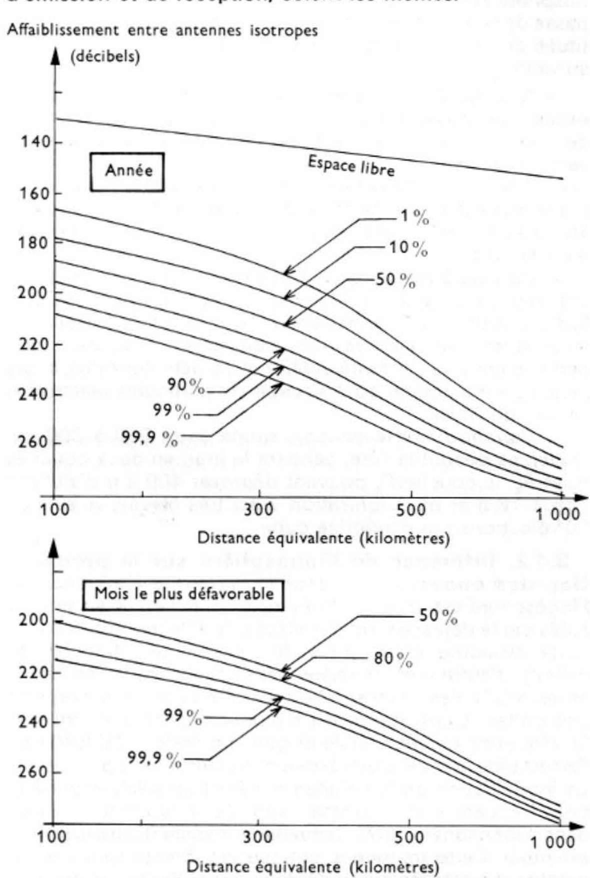


Fig. I-17 — Affaiblissement moyen pour 1 000 MHz. Climat tempéré (trajets terrestres)

3.3.2. Fluctuations rapides. — Si l'on enregistre la valeur du champ en un point avec un appareil à faible constante de temps, on constate que le niveau reçu fluctue sans arrêt, souvent plusieurs fois par seconde et avec une amplitude de plus de 20 dB. C'est une caractéristique de ce type de propagation. Par ailleurs, on constate que les fluctuations des champs reçues sur deux antennes situées à quelques dizaines de mètres l'une de l'autre, sont rarement en phase. Aussi l'utilisation de ce type de propagation (faisceau hertzien transhorizon) se fait-elle toujours en combinant les signaux reçus sur deux ou même quatre antennes. Pour la même raison (surface d'onde non plane), le gain des antennes, dans ce type de propagation, est inférieur à sa valeur en espace libre. Il y a une « baisse de gain » qui devient sensible lorsque le gain de l'antenne dépasse une quarantaine de décibels.

3.4. Propagation par réflexion sur l'ionosphère. — Ce type de propagation ne se manifeste que pour les ondes de fréquences inférieures à 30 MHz environ. La propagation à très grande distance (plusieurs milliers de kilomètres) des ondes décamétriques et des ondes plus longues a conduit à l'hypothèse de l'existence d'une ou plusieurs couches ionisées situées à haute altitude (plusieurs centaines de kilomètres). Cette hypothèse, qui date de 1902, a été vérifiée complètement depuis, soit par des moyens radioélectriques à partir du sol, soit à l'aide de fusées. La principale cause de cette ionisation est la lumière solaire et,

particulièrement, la lumière ultraviolette. En effet, l'ionisation augmente, en général, pendant le jour. Cependant, comme elle ne disparaît pas totalement la nuit, il existe d'autres causes, probablement des particules solides venant du soleil, des météorites, des rayons cosmiques, etc.

3.4.1. Couches ionosphériques. — Le nombre d'ions, par centimètre cube, est fonction de l'altitude. Ce nombre atteint plusieurs maximums et c'est évidemment aux altitudes, correspondant à ces maximums, que l'effet de l'ionosphère sur la propagation est le plus important. Tout se passe donc sensiblement comme si l'ionosphère était constituée de couches successives dont les principales sont les suivantes :

— *Couche D :* située entre 50 et 90 km de hauteur, elle existe seulement pendant le jour. L'ionisation est voisine de cent électrons par centimètre cube, ce qui est relativement faible.

— *Couche E :* elle est située à environ 120 km. Le nombre d'électrons par centimètre cube varie de 2.10^5 le jour à 10^3 la nuit : cette couche est donc surtout importante pendant le jour.

— *Couche E sporadique :* à l'intérieur de la couche *E*, on constate assez souvent la présence de « nuages » de très forte ionisation, qui permettent donc des réflexions pour des fréquences plus élevées. Ces nuages ne dépendent que partiellement de l'activité solaire et ils semblent dus à des pluies de météorites ou à l'action de particules électrisées venant du Soleil.

— *Couche F:* cette couche, située entre 250 à 300 km l'hiver, se dédouble l'été, pendant le jour, en deux couches F_1 et F_2, la couche F_2 pouvant dépasser 400 km d'altitude (fig. I-18 a et b). L'ionisation y est très élevée, voisine de 10^6 électrons par centimère cube.

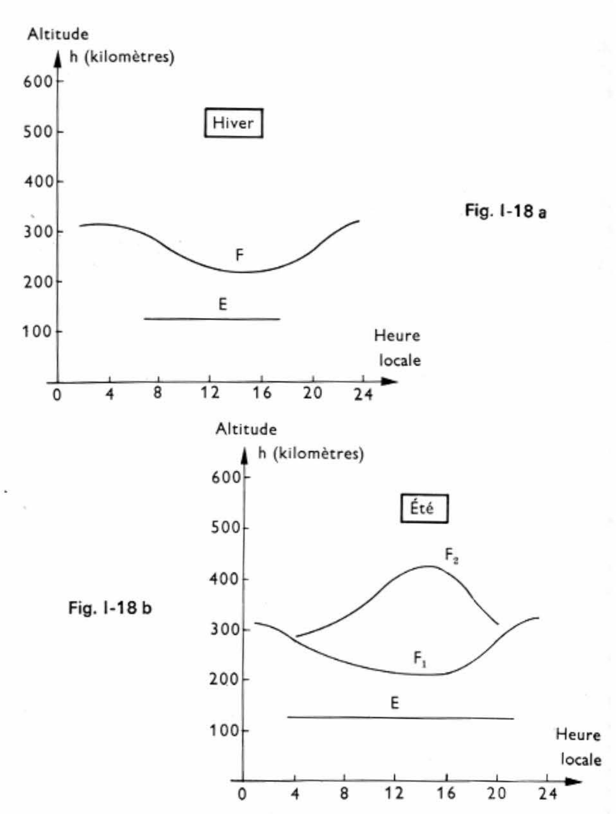


Fig. I-18 a

Fig. I-18 b

3.4.2. Influence de l'ionosphère sur la propagation des ondes. — On peut montrer que l'influence de l'ionosphère est double. D'une part, en raison des courants créés par le déplacement des électrons, elle modifie la constante diélectrique (et, par suite, l'indice de réfraction du milieu), d'autre part, en raison des chocs entre les électrons et les molécules neutres, elle crée une certaine absorption des ondes. L'absorption est d'autant plus importante que la fréquence est plus faible et que la pression résiduelle de l'air est plus grande, c'est-à-dire que l'altitude est plus basse. La modification de la constante diélectrique fait apparaître une fréquence de plasma, appelée *fréquence critique* dans l'ionosphère, pour laquelle la constante diélectrique est nulle. Cette fréquence critique est directement liée au nombre d'électrons par unité de volume. Si l'on exprime ce nombre en millions par centimètre cube et la fréquence critique f_c en mégahertz, on a la relation :

$$f_c = 9\sqrt{N}$$

La fréquence critique dépend de la couche ionosphérique considérée et, en outre, elle varie en fonction de la saison, de l'heure et du cycle d'activité solaire. Elle dépasse rarement 15 à 20 MHz (fig. I-19 a et b).

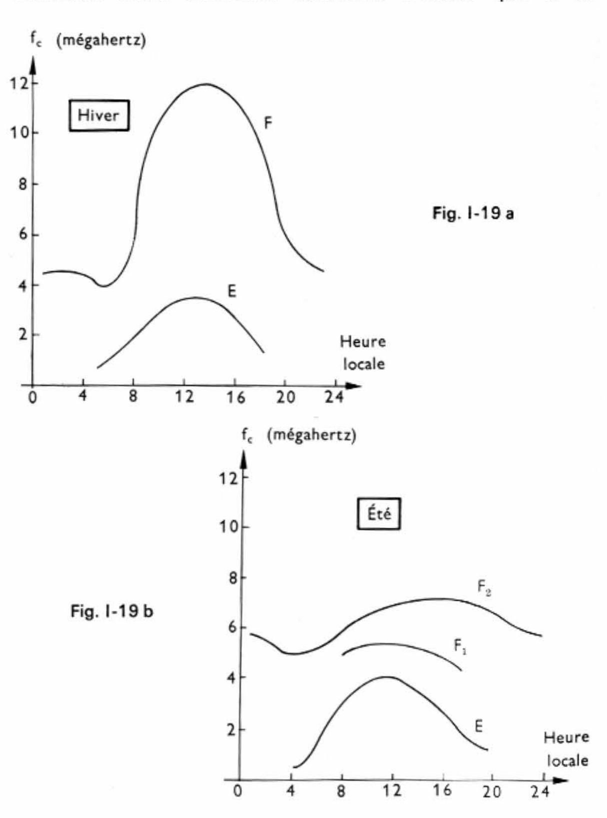


Fig. I-19 a

Fig. I-19 b

Si une onde de fréquence *f* atteint une couche ionisée de fréquence critique f_c sous un angle Φ, deux cas peuvent se présenter :

- $f < \dfrac{f_c}{\sin \Phi}$: l'onde est réfléchie vers le bas ;
- $f > \dfrac{f_c}{\sin \Phi}$: l'onde traverse la couche ionisée.

Compte tenu des valeurs maximales que l'on peut rencontrer pour f_c et des valeurs minimales possibles pour l'angle Φ (à cause de la rotondité de la Terre), la fréquence maximale, susceptible d'être réfléchie, est généralement inférieure à 30 MHz, sauf dans des cas de grande activité solaire. Cette valeur maximale est, en général, obtenue par réflexion sur la couche *F*. On peut donc considérer qu'en général, la couche *F* réfléchit les ondes décamétriques alors que les couches *D* et *E* réfléchissent les ondes hectométriques et les ondes plus longues mais avec une absorption relativement importante. En outre, le champ magnétique terrestre provoque un phénomène de double réfraction avec production d'ondes polarisées circulairement en sens inverse. Il en résulte notamment une rotation du plan de polarisation, rotation qui peut être très importante au voisinage de la fréquence critique.

Pour une fréquence déterminée, la distance que l'on peut atteindre par réflexion sur l'ionosphère, est limitée supérieurement par la courbure terrestre (il faut que les deux extrémités soient simultanément en visibilité du point de réflexion dans l'ionosphère) et inférieurement par le fait que, si la distance est trop courte, l'angle Φ est trop grand et il n'y a pas réflexion. Cette limitation inférieure n'existe que si la

fréquence est supérieure à la fréquence critique. Dans ce cas, il peut exister une zone annulaire située autour de l'émetteur, appelée *zone de silence*, qui ne peut être atteinte ni par diffraction sphérique autour de la Terre, ni par réflexion sur l'ionosphère.

En propagation ionosphérique, le choix de la fréquence est l'élément le plus important dans l'établissement d'une liaison, aussi cherche-t-on à prévoir, un certain temps à l'avance, l'état de l'ionosphère. Dans de nombreux pays, des services de prévisions ionosphériques sont chargés de déterminer l'état de l'ionosphère, au point de vue radioélectrique, deux ou trois mois à l'avance. Ces prévisions sont basées sur l'évolution des années antérieures, sur l'étude de l'activité solaire et sur les sondages ionosphériques. Pour une liaison déterminée, la fréquence optimale de trafic varie donc continuellement au rythme de l'ionisation. Évidemment, il n'est pas possible d'ajuster à chaque instant la fréquence mais on dispose généralement d'un certain nombre de fréquences que l'on utilise aux heures convenables. L'ionosphère permet donc de réaliser des liaisons extrêmement longues mais de qualité souvent assez médiocre en raison de l'instabilité des caractéristiques du milieu de propagation.

3.4.3. Phénomènes ionosphériques spéciaux. — L'ionosphère est aussi le siège de quelques phénomènes plus ou moins fréquents, qui agissent sur la propagation.

1° *Perturbation ionosphérique à début brusque* (*P.I.D.B.*). — Il arrive parfois que, subitement, toutes les liaisons sur ondes décamétriques soient interrompues, les liaisons sur ondes hectométriques n'étant pas affectées et celles sur ondes kilométriques étant plutôt renforcées. Ensuite, la situation redevient normale en une demi-heure environ. Ce phénomène se produit uniquement pour des liaisons dont le trajet se trouve dans la portion de la Terre éclairée par le Soleil. Il est attribué à une brusque augmentation de l'ionisation à des altitudes faibles où la pression est assez grande et où les chocs entre électrons et molécules sont donc plus nombreux et, par suite, l'absorption plus forte. Ces brusques excès d'ionisation sont souvent en relation avec les éruptions solaires.

2° *Orages magnétiques.* — Les tâches solaires importantes peuvent provoquer un bouleversement assez important de l'ionosphère par émission de lumière ultraviolette et de particules électrisées. Ces perturbations sont associées aux aurores polaires et aux variations du magnétisme terrestre. Au point de vue radioélectrique, en général les fréquences critiques sont abaissées et l'absorption augmente sensiblement.

3° *Éclipse de soleil.* — Lors d'une éclipse de soleil, la partie de l'ionosphère, concernée par l'éclipse, passe brusquement des conditions de jour aux conditions de nuit, ce qui montre que l'ionisation suit sans retard l'influence solaire.

4° *Diffusion ionosphérique.* — Comme la troposphère, l'ionosphère possède une structure fine, assez irrégulière, comportant des multiples cellules d'ionisation très élevée mais de très faibles dimensions, qui se forment et disparaissent de façon aléatoire. On a construit, à leur sujet, des théories assez semblables à celles utilisées pour la troposphère (diffusion isotrope ou réflexion partielle). Ce phénomène est quelquefois utilisé pour réaliser des liaisons télégraphiques à très grandes distances (1 000 à 2 000 km), sur des fréquences de 30 à 50 MHz qui ne sont normalement pas réfléchies.

En outre, des météorites provoquent une ionisation passagère très intense, qui a parfois été utilisée pour la transmission.

4. RÉSUMÉ DE LA PROPAGATION DES ONDES EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE

4.1. Ondes kilométriques (30 kHz $\leqslant f \leqslant$ 300 kHz). — Elles sont caractérisées par une bonne propagation du rayon direct qui est, en outre, indépendant de la nature du sol et des obstacles. Aux grandes distances, il s'y ajoute le champ indirect renvoyé par la couche *D*, elle-même très stable, et éventuellement par la couche *E*. Autrefois très employées pour la télégraphie intercontinentale, ces ondes sont actuellement utilisées pour des systèmes de radionavigation, à cause de leur stabilité, et pour la radiodiffusion. L'absorption peut cependant être sensible pendant le jour. En outre, comme elles peuvent pénétrer à quelques mètres sous la mer, elles servent aussi pour les liaisons avec les sous-marins.

L'intensité efficace E_{eff} du champ à la distance *d* est donnée par une formule semi-empirique, dite *formule d'Austin-Cohen :*

$$E_{eff} = \frac{120\,\pi\,h\,I_{eff}}{\lambda\,d}\,e^{-\alpha d/\lambda x}$$

On exprime l'intensité efficace E_{eff} du champ en microvolts par mètre, la hauteur *h* de l'antenne en mètres, l'intensité efficace I_{eff} du courant à la base de l'antenne en ampères, λ et *d* en kilomètres ; α et *x* sont deux paramètres ajustés expérimentalement. On admet souvent : $\alpha = 0{,}0014$ et $x = 0{,}6$. En réalité, le champ à grande distance est souvent plus grand que ne l'indique cette formule, par suite probablement d'un phénomène de propagation guidée entre le sol et la couche *D*. La seule polarisation utilisée est la polarisation verticale.

L'intérêt de ces ondes est cependant limité par le niveau très élevé des parasites atmosphériques dans cette gamme de fréquences et par la difficulté qu'on a à réaliser des antennes de rendement acceptable.

4.2. Ondes hectométriques (300 kHz $\leqslant f \leqslant$ 3 MHz). — La portée du rayon direct diminue, et beaucoup plus vite sur terre que sur mer. Il n'est prépondérant que l'été vers midi et pour des distances pas trop grandes. Dans tous les autres cas, c'est le rayon indirect réfléchi par la couche *E* qui est prépondérant et il n'est pas très stable, surtout pour les fréquences les plus élevées. Il donne cependant un champ relativement important la nuit. Les parasites atmosphériques sont encore gênants et, dans les villes, il s'y ajoute les parasites industriels.

La partie basse de cette gamme est utilisée pour la radiodiffusion sonore, avec des champs très grands pour compenser le niveau des parasites et les faibles dimensions des antennes de réception. La partie haute de cette gamme est utilisée surtout par des bateaux car la propagation est bonne sur mer et il n'y a pas besoin de grandes antennes.

4.3. Ondes décamétriques (3 MHz $\leqslant f \leqslant$ 30 MHz). — Ce sont les « *ondes courtes* », spécialement utilisées pour les transmissions à grande distance par réflexion sur l'ionosphère (surtout la couche F_2). Les couches inférieures *D* et *E* jouent surtout un rôle néfaste d'absorption. L'utilisation de ces ondes se ramène, en définitive, à un problème de choix de fréquence pour une liaison et une heure déterminées (V. § 3.4).

Avec ces ondes, l'influence des parasites atmosphériques est assez faible. On est surtout gêné par les évanouissements dus aux irrégularités de l'ionosphère et par les brouillages mutuels car une puissance infime, émise presque aux antipodes, peut parfois constituer un brouillage sérieux.

4.4. Ondes métriques (30 MHz $\leqslant f \leqslant$ 300 MHz). — La réflexion sur l'ionosphère se produit rarement pour des fréquences supérieures à 30 MHz, sauf à certaines périodes de grande activité solaire. On est donc limité à la propagation, soit en visibilité, soit par diffraction autour de la sphère terrestre ou autour de divers obstacles (en particulier, on a vu l'action favorable des obstacles en forme d'arêtes vives). Les gains des aériens sont, en général, insuffisants pour permettre aux ondes de pénétrer largement dans la zone de diffusion troposphérique. En revanche, dans le bas de la gamme (30 MHz $\leqslant f \leqslant$ 60 MHz), on utilise parfois la propagation par diffusion ionosphérique ou par réflexion sur les traînées météoriques. Les distances, ainsi obtenues, sont très importantes (1 000 à 2 000 km) mais les bandes passantes utilisables sont faibles (télégraphe). Dans cette gamme, les parasites atmosphériques sont à peu près totalement absents mais, toutefois, certains parasites industriels (ceux dus à l'allumage des moteurs à explosion, par exemple) sont extrêmement gênants.

4.5. Ondes décimétriques (300 MHz $\leqslant f \leqslant$ 3 000 MHz). — Les phénomènes de diffraction deviennent de moins en moins importants. Ces ondes sont utilisées, soit en visibilité directe, soit au-delà de l'horizon, grâce à la diffusion troposphérique. C'est même la gamme d'ondes la mieux adaptée à cet usage, car la puissance diffusée est relativement importante et l'on sait produire des puissances de plusieurs kilowatts (au moyen de klystrons, de tétrodes; V. t. 1, Électronique, chap. 21) et construire des antennes de grandes dimensions (antennes paraboliques de 20 à 30 mètres de diamètre). Les parasites atmosphériques ou industriels sont pratiquement absents. La sensibilité des récepteurs n'est limitée que par leur bruit propre (bruit thermique), aussi cherche-t-on à le réduire le plus possible par l'emploi d'amplificateurs à faible bruit.

4.6. Ondes centimétriques (3 000 MHz $\leqslant f \leqslant$ 30 000 MHz). — Cette gamme d'onde est presque exclusivement utilisée pour des liaisons en visibilité directe (radars, faisceaux hertziens), bien que le phénomène de diffusion soit utilisé au moins dans la partie basse de la gamme (3 000 MHz $\leqslant f \leqslant$ 5 000 MHz). Comme les bruits d'origine cosmique sont particulièrement faibles entre 4 000 et 7 000 MHz, ces fréquences sont utilisées aussi pour les communications par l'intermédiaire de satellites, avec emploi d'amplificateurs à très faible bruit (V. chap. 3). Au-delà de 10 GHz, les phénomènes d'absorption atmosphérique, surtout par la pluie, prennent une importance croissante avec la fréquence.

4.7. Ondes millimétriques et plus courtes ($f >$ 30 000 MHz). — Ces ondes sont utilisées actuellement surtout pour des recherches expérimentales. Il existe cependant des radars fonctionnant sur une longueur d'onde de 8 mm. Seule, la propagation en visibilité directe est possible et, encore, est-elle limitée par l'absorption atmosphérique de l'oxygène, de la vapeur d'eau et de la pluie.

CHAPITRE II

LES ANTENNES

Une antenne est un dispositif qui assure le couplage entre une onde guidée le long d'une ligne de transmission radioélectrique et une onde rayonnée dans l'espace. Ce couplage est, en général, réciproque. C'est-à-dire que le même dispositif permet, soit de créer un rayonnement lorsqu'on lui fournit une certaine puissance (antenne d'émission), soit de recueillir de l'énergie quand il est plongé dans un rayonnement électromagnétique (antenne de réception), les bandes de fréquences de fonctionnement étant les mêmes dans les deux cas.

On a dit qu'un élément rayonne de l'énergie lorsque le flux d'énergie, à travers une surface fermée entourant complètement cet élément, n'a pas une valeur moyenne nulle. On montre que tout circuit, dont les dimensions ne sont pas petites vis-à-vis de la longueur d'onde, est susceptible de rayonner. Les formes et structures des antennes peuvent donc être extrêmement variées et, par suite, il est difficile d'opérer une classification des structures rayonnantes. La ligne de transmission reliée à l'antenne peut avoir des formes très diverses (guides d'ondes, ligne coaxiale, ligne symétrique, etc.). Elle peut même parfois être réduite à presque rien: en ondes longues, par exemple, lorsque l'antenne peut être directement reliée au circuit oscillant où est produite l'énergie radioélectrique.

1. PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES D'UNE ANTENNE

Les caractéristiques et les performances d'une antenne sont définies au moyen de plusieurs paramètres. Certains sont utilisés quels que soient le type et la gamme de fréquences de l'antenne; au contraire, d'autres sont bien adaptés pour une certaine gamme de fréquences, mais sont sans utilité pratique pour d'autres gammes. Par exemple, la notion de hauteur effective, très utile en ondes longues, n'a aucune utilité en ondes ultra-courtes.

1.1. Diagramme de rayonnement et diagramme de directivité. — À partir d'un point pris comme origine, il est possible de porter un vecteur dont le module soit une fonction simple du champ créé à une distance constante de l'antenne dans la direction de ce vecteur. Cette fonction simple du champ peut être l'amplitude du champ électrique, le carré de celle-ci ou son logarithme. L'extrémité de ce vecteur décrit une surface, appelée *surface caractéristique* de l'antenne.

En général, comme il est très malaisé de se représenter la forme de cette surface caractéristique, on se contente souvent de coupes planes passant par l'origine. Ces coupes sont appelées *diagrammes de rayonnement*. Si l'onde rayonnée est polarisée rectilignement (V. ci-après), on choisit en général les deux plans rectangulaires principaux contenant, l'un le champ électrique (plan E), l'autre le champ magnétique (plan H). Dans la plupart des applications, ces plans sont verticaux ou horizontaux. On obtient ainsi des diagrammes en champ, des diagrammes en puissance ou des diagrammes en décibels.

Très souvent ces diagrammes sont normés, c'est-à-dire qu'on prend le champ maximal comme champ unité (zéro décibel). On obtient alors le *diagramme de directivité*. Cette définition n'a d'intérêt que si le diagramme normé ainsi obtenu est le même quelle que soit la distance à laquelle on considère le champ et si elle est la même pour toutes les composantes du champ. Or, cela n'est pas exact à courte distance, mais si l'on s'éloigne de l'antenne, cette surface tend très rapidement vers une forme limite, unique pour toutes les composantes. La région de l'espace dans laquelle la surface caractéristique de directivité est indépendante de la distance s'appelle *région de rayonnement lointain* de l'antenne ou *région de Fraunhoffer*. Elle s'étend jusqu'à l'infini, mais elle commence généralement à une distance assez courte de l'antenne. Si D est la plus grande dimension de l'antenne, cette distance est proche de $2\frac{D^2}{\lambda}$.

On trouve une variété illimitée de formes de diagrammes, mais certaines formes jouent un rôle particulier.

Par exemple, le diagramme isotrope, représenté par une sphère centrée sur l'antenne, est souvent utilisé comme élément de référence, bien qu'un tel diagramme soit irréalisable pratiquement. Pour les antennes utilisées dans des liaisons point à point, on cherche à obtenir un diagramme ayant la forme d'un pinceau aussi étroit que possible pour concentrer l'énergie dans la direction du correspondant. Le pinceau ainsi obtenu est souvent appelé *lobe principal* de l'antenne, mais il est toujours accompagné de lobes d'amplitude plus faible, appelés *lobes secondaires* ou *lobes latéraux* (fig. II-1).

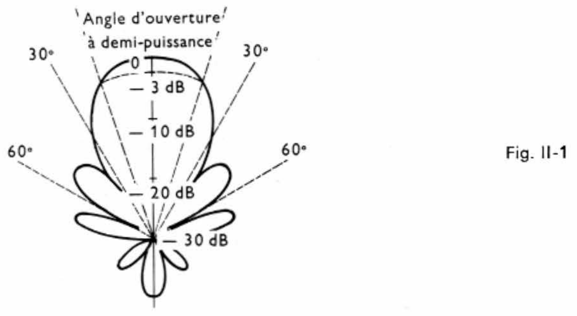


Fig. II-1

Diagramme de directivité (en décibels) relevé sur une antenne Yagi

En radiodiffusion on cherche souvent à obtenir des diagrammes à peu près omnidirectifs dans le plan horizontal et, au contraire, très aplatis dans le plan vertical.

Dans le cas des antennes ayant un lobe principal de rayonnement, on définit souvent la largeur du lobe ou *largeur du faisceau* de l'antenne dans les plans principaux. On désigne ainsi l'angle limité par les points où le niveau émis est devenu une fraction déterminée du niveau maximal. La largeur la plus utilisée est la largeur à demi-puissance, dite encore largeur à 3 dB (parfois, on utilise aussi d'autres valeurs : 6 dB ou 10 dB).

1.2. Polarisation. — À grande distance des sources de rayonnement, le champ électromagnétique est constitué par des vibrations transversales (c'est-à-dire qui ont lieu dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation). Une vibration est définie à son tour par l'ensemble de deux champs perpendiculaires entre eux, un champ électrique et un champ magnétique, vibrant en phase, à la même fréquence et ayant des amplitudes proportionnelles (V. t. 1, Optique, chap. 4) ; une vibration peut donc être représentée au moyen de deux vecteurs perpendiculaires. Par convention, la direction de polarisation d'une onde est la direction du champ électrique (cette convention est différente de celle choisie en optique).

En un point déterminé de l'espace, le vecteur champ électrique $\vec{E}$ peut conserver une direction fixe pendant une alternance de l'onde ; on dit alors que la polarisation est rectiligne. Dans certains cas, il n'en est pas ainsi et le vecteur $\vec{E}$ tourne d'un tour complet pendant une alternance : son extrémité décrit une ellipse (ou un cercle) et la polarisation est dite elliptique (ou circulaire). Par exemple, une polarisation elliptique peut être obtenue à l'aide de deux champs synchrones, de directions différentes mais déphasés entre eux.

La plupart des antennes créent des champs dont la polarisation n'est pas la même en tous les points de l'espace : avec une même antenne, le champ peut être rectiligne dans une direction et circulaire dans une autre. Cependant, dans de nombreux cas on considère seulement le rayonnement de l'antenne dans une étroite région de l'espace (lobe principal) et l'on dit alors que l'antenne possède la polarisation qui règne dans cette région.

Par convention, la polarisation elliptique est dite droite si, dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation, l'extrémité du vecteur $\vec{E}$, vue de l'émetteur, tourne dans le sens des aiguilles d'une montre ; elle est dite gauche dans le cas inverse.

1.3. Directivité et gain. — Pour introduire ces deux notions, il est d'abord nécessaire de définir l'intensité de rayonnement.

L'*intensité de rayonnement*, dans une direction de l'espace, est égale à la puissance rayonnée dans cette direction par unité d'angle solide. Ainsi, lorsqu'une puissance dW est rayonnée dans un angle solide $d\,\Omega$ d'axe $\overrightarrow{Ox}$ (fig. II-2), l'intensité de rayonnement I, dans la direction $\overrightarrow{Ox}$, est donnée par la relation suivante :

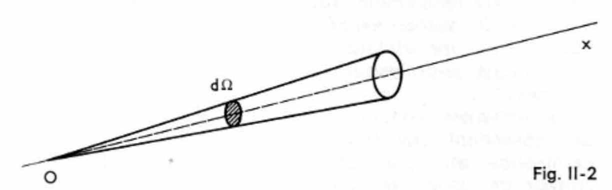


Fig. II-2

$$I = \frac{dW}{d\,\Omega}$$

— *Directivité d'une antenne.* — La directivité D d'une antenne dans une direction de l'espace peut être définie comme le quotient de l'intensité I de rayonnement dans cette direction et de la valeur moyenne de cette intensité de rayonnement pour toutes les directions de l'espace.

Elle est donnée par les relations suivantes :

$$D = \frac{I}{\frac{1}{4\pi}\int\int I\,d\Omega} = \frac{\frac{dW}{d\Omega}}{\frac{W}{4\,\pi}}$$

(W désignant la puissance totale rayonnée dans l'espace, c'est-à-dire dans un angle de 4 π stéradians).

Par exemple, l'antenne isotrope (souvent utilisée comme antenne de référence bien qu'elle soit irréalisable pratiquement) rayonne également dans toutes les directions et sa directivité est égale à l'unité dans toutes les directions.

On considère aussi parfois une autre antenne idéale, dont la surface caractéristique de rayonnement est constituée seulement par un pinceau étroit d'ouverture angulaire α (en radians). Sa directivité est égale à :

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} = \frac{16}{\alpha^2}$$

Ainsi, une directivité de 10 000 (40 dB) correspond à un angle α de 0,04 radian, soit 2,3 degrés (pour une antenne réelle de même directivité, on mesure un angle α légèrement plus faible, 2° environ).

— *Gain d'une antenne.* — Le gain d'une antenne, qu'on appelle parfois gain en puissance, se définit comme le rapport de deux puissances : celle qu'il faudrait fournir à une antenne de référence convenablement orientée et celle qu'il faut fournir à l'antenne considérée pour produire la même intensité de rayonnement dans une direction déterminée. Quand la direction n'est pas spécifiée, cela signifie qu'on considère le gain maximal de l'antenne, c'est-à-dire celui dans la direction du maximum de rayonnement.

Si l'antenne de référence est une antenne isotrope, le gain ainsi défini est appelé *gain absolu*. Dans le cas contraire, il s'agit d'un *gain relatif*. Il est facile de voir que le gain relatif d'une antenne, par rapport à une autre, est égal au rapport des gains absolus de ces deux antennes.

Si l'antenne considérée est sans pertes, son gain absolu est évidemment égal à sa directivité mais, s'il y a des pertes, le gain absolu est inférieur à la directivité.

Bien que gain et directivité soient parfois mesurés par le même nombre, ces deux notions sont fondamentalement différentes, car la directivité se définit à partir des caractéristiques de l'antenne considérée, alors que le gain fait intervenir la comparaison de deux antennes.

1.4. Aire équivalente d'une antenne. — La notion de gain s'introduit de façon naturelle lorsque l'antenne est utilisée à l'émission, puisque tout se passe comme si la puissance émise dans une direction était égale à la puissance fournie à l'antenne multipliée par le gain dans cette direction.

Au contraire, à la réception on est plutôt amené à introduire la notion d'*aire équivalente*, appelée aussi parfois *aire de captation*. En effet, lorsqu'un émetteur de puissance W alimente une antenne isotrope, on obtient une onde sphérique, et la densité de puissance à la distance d de l'antenne est égale à :

$$P = \frac{W}{4\,\pi\,d^2}$$

Une antenne de réception, placée en ce point et reliée à une charge adaptée, capte une certaine puissance w proportionnelle à W :

$$w = P\,.\,A_e = \frac{W\,.\,A_e}{4\,\pi\,d^2}$$

Le coefficient de proportionnalité A_e, qui a les dimensions d'une aire, est appelé aire équivalente de l'antenne (ou quelquefois aire de captation). En général, cette aire n'a aucune relation simple avec les dimensions géométriques de l'antenne. Cependant, dans le cas où l'antenne présente une grande ouverture perpendiculaire à la direction de propagation, l'aire équivalente est proportionnelle à l'aire de cette ouverture ; le coefficient de proportionnalité, appelé

parfois *rendement de surface* ou *facteur de directivité*, est généralement compris entre 0,5 et 0,7.

— *Relation entre la directivité et l'aire équivalente.* — La directivité a été définie pour une antenne fonctionnant à l'émission et l'aire équivalente pour une antenne fonctionnant à la réception. Comme la même antenne peut être utilisée soit à l'émission, soit à la réception, il y a obligatoirement une relation entre la directivité D et l'aire équivalente A_e. Pour une longueur d'onde λ, cette relation est la suivante :

$$\boxed{\frac{D}{A_e} = \frac{4\pi}{\lambda^2}}$$

1.5. Aire de diffusion ou aire de « rerayonnement ». — L'aire équivalente d'une antenne, fonctionnant à la réception, définit parfaitement l'énergie qui est soustraite par l'antenne à l'onde incidente. Cependant, cette captation d'énergie ne peut pas se faire sans qu'il y ait une perturbation de l'onde incidente dans une zone plus ou moins étendue entourant l'antenne.

On peut avoir une idée de cette perturbation en remarquant qu'une antenne, soumise à un champ électromagnétique, est le siège d'un courant et qu'elle doit se comporter comme une antenne d'émission ; elle « rerayonne » une partie de l'énergie incidente. Cette onde de « rerayonnement » (dite encore de *rayonnement secondaire*) se superpose à l'onde incidente et explique la perturbation locale de celle-ci.

De même qu'on a associé à l'énergie captée par l'antenne une aire de captation ou aire équivalente A_e, on peut associer à l'énergie rayonnée une *aire de rerayonnement* ou *aire de diffusion* A_s. Cependant, pour cette dernière il faut noter que la direction dans laquelle on considère le rayonnement peut être différente de celle de l'onde incidente. On peut montrer que, lorsque l'antenne est parfaitement adaptée à la ligne de transmission, l'aire de rerayonnement est égale à l'aire équivalente. En d'autres termes, l'antenne rerayonne dans l'espace une énergie égale à celle qu'elle fournit au récepteur.

1.6. Résistance de rayonnement — Hauteur équivalente d'une antenne. — Une antenne, supposée constituée par des éléments sans perte, ne peut pas absorber de puissance par elle-même : elle devrait donc se comporter comme une réactance pure (V. t. 1, Électricité, chap. 30) s'il n'y avait pas de rayonnement, c'est-à-dire si l'énergie électromagnétique ne s'échappait pas à l'extérieur. En réalité le rayonnement fait apparaître une résistance dans l'impédance de l'antenne. Ainsi, une antenne de réception placée dans un champ électromagnétique est un dipôle actif qui peut être assimilé soit à un générateur de tension et une résistance, soit à un générateur de courant et une admittance (V. t. 1, Électronique, chap. 12).

Le choix du dipôle est arbitraire, puisque seule la puissance rayonnée est bien définie mais, en général, on choisit plutôt la première représentation : générateur de tension et résistance.

Lorsque l'antenne est plongée dans un champ électromagnétique défini par la valeur instantanée E de sa composante électrique, la f.é.m. du générateur de tension est égale à :

$$u = E \cdot h$$

(Dans cette relation, h est un paramètre, ayant la dimension d'une longueur, appelé *hauteur équivalente* ou *hauteur effective* de l'antenne. La résistance associée au dipôle R_r, est appelée *résistance de rayonnement* de l'antenne).

De même que l'aire équivalente n'a, en général, aucune relation avec les dimensions géométriques de l'antenne (sauf, éventuellement, pour des antennes qui se présentent sous la forme d'ouvertures ou de surfaces rayonnantes), de même, la hauteur équivalente n'a, en général, aucune relation avec les dimensions géométriques de l'antenne sauf, éventuellement, pour des antennes qui se présentent sous la forme de fils, de tiges ou de pylônes rayonnants et qu'on utilise généralement en ondes relativement longues.

Remarques :

— Diverses relations ont été établies entre les grandeurs que l'on vient d'introduire. Par exemple, lorsque l'antenne est adaptée, l'aire équivalente et l'aire de rayonnement sont égales à :

$$A_e = A_s = \frac{30\,\pi}{R_r}\,h^2$$

(On exprime R_r en ohms, h en mètres, A_e et A_s en mètres carrés).

De même, la directivité est égale à :

$$D = \frac{120\,\pi^2}{R_r}\left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$$

(On exprime R_r en ohms ; h et λ en mètres [ou avec des unités identiques]).

— La directivité, le gain, l'aire équivalente, la hauteur équivalente sont des grandeurs liées au rayonnement d'une antenne dans une direction, tandis que la résistance de rayonnement est liée à l'ensemble du rayonnement de l'antenne dans toutes les directions de l'espace.

— La directivité, le gain, l'aire équivalente sont des paramètres caractéristiques d'une antenne (pour une direction déterminée), tandis que la hauteur équivalente et la résistance de rayonnement ne peuvent être définies que si l'on choisit un point de référence sur l'antenne (par exemple, les bornes d'alimentation) et elles changent de valeur avec ce point. Cependant, le quotient $\frac{h^2}{R_r}$ ne dépend pas de ce point.

1.7. Bande d'utilisation d'une antenne. — Du point de vue radioélectrique, une antenne quelconque peut toujours être considérée comme un filtre passe-bande (V. t. 1 Électronique, chap. 12), mais la définition de la bande d'utilisation peut faire intervenir des considérations très diverses. Elle peut être limitée :

— *Par le rapport d'ondes stationnaires R.O.S. maximal admissible*, qui dépend lui-même de la nature du signal à transmettre ; par exemple, pour une antenne transmettant une seule voie téléphonique en ondes décamétriques, on peut admettre un R.O.S. de 1,5 à l'émission et de 2 à la réception tandis que, pour une antenne de faisceau hertzien transmettant un grand nombre de voies, un R.O.S. de 1,1 constitue une valeur élevée.

— *Par les variations du gain de l'antenne ;* par exemple, une antenne Yagi (V. ci-après) peut être correctement adaptée dans une bande relative (rapport de la largeur de bande Δf du spectre des signaux émis ou reçus à la fréquence f d'émission ou de réception) assez large, mais la diminution du gain est très sensible vers le bas de la bande et cela peut empêcher son utilisation à une fréquence où elle est encore parfaitement adaptée.

— *Par la déformation du diagramme de rayonnement ;* par exemple, une antenne losange, utilisée en ondes décamétriques, peut ne plus convenir pour les fréquences basses par suite du relèvement trop grand du lobe principal. De même, la croissance exagérée des lobes secondaires peut aussi amener une limitation de la bande utile dans certaines applications pour lesquelles le rayonnement latéral doit être réduit.

Les antennes, constituées par des éléments rayonnants qui possèdent une fréquence de résonance (doublets demi-onde, etc.) ont, comme tout circuit accordé, une largeur de bande relative assez faible : elle ne dépasse guère 20 à 30 %. Au contraire, celles dont les éléments rayonnants sont apériodiques (cornets, réflecteurs, etc.) ont une largeur de bande théorique illimitée ; en pratique, leur largeur de bande est surtout limitée par celle des organes de couplage entre la ligne et l'élément rayonnant (source primaire, etc.). Théoriquement on peut obtenir une largeur de bande aussi grande qu'on le veut en utilisant une suite d'éléments accordés dont les fréquences de résonance successives suivent une loi convenable (V. ci-après § 5).

1.8. Température de bruit d'une antenne. — C'est un paramètre qui n'a d'intérêt que pour les antennes utilisées à la réception, et plus particulièrement pour les antennes

installées près de la surface terrestre et destinées à recevoir des signaux provenant de l'espace extérieur. Dans ce cas particulier, ce paramètre est essentiel.

La température de bruit T_a d'une antenne mesure la puissance de bruit que cette antenne fournit à l'entrée du récepteur :

$$T_a = \frac{W}{K.\Delta f}$$

(Dans cette relation, on désigne par W la puissance de bruit disponible à l'entrée du récepteur, par K la constante de Boltzmann et par Δf la largeur de bande de récepteur.)

Si l'antenne est supposée sans perte, ce bruit provient des sources de bruit extérieures qui peuvent être captées, compte tenu du diagramme de rayonnement. Ces sources de bruit sont, soit célestes (galaxies, Soleil, planètes et autres objets célestes), soit terrestres. Parmi celles-ci, la plus importante est constituée par le rayonnement de la Terre qui, pour simplifier, peut être considérée comme un corps noir à la température de 300 K environ.

Pour obtenir la température de bruit T_a la plus faible possible, il faut que les gains soient très faibles dans les directions où la température est grande. En particulier, une antenne de réception destinée à des applications spatiales doit avoir des lobes secondaires extrêmement réduits afin de ne pas capter le rayonnement du sol lorsque son lobe principal est pointé vers le ciel.

1.9. Tenue en puissance et performances mécaniques. — La tenue en puissance d'une antenne est un élément à prendre en considération seulement si l'antenne est utilisée à l'émission et avec des puissances relativement grandes. Dans ce cas, les moindres pertes peuvent provoquer des échauffements exagérés et les surtensions peuvent amener des claquages. On doit donc étudier particulièrement l'isolement aux points qui sont des ventres de tension et les pertes ohmiques aux points qui sont des ventres de courant.

Si l'antenne est destinée à travailler dans un milieu à pression réduite (avion, fusée), les tensions de claquage peuvent être fortement abaissées et il est parfois nécessaire de pressuriser certaines parties de l'antenne. De même, on ne doit pas oublier que toute désadaptation crée des ventres de tension et des ventres de courant.

Les performances mécaniques dépendent de l'utilisation prévue pour l'antenne (antenne fixe ou embarquée). Pour une antenne au sol, on doit tenir compte des conditions météorologiques dans la région où elle est installée (vent maximal, températures extrêmes, brouillard salin, givrage, etc.). Pour une antenne embarquée, on doit tenir compte de la température, des chocs possibles, des vibrations, etc.

L'utilisation de radômes fournit souvent une protection efficace de l'antenne, mais il n'est pas toujours possible, ni même souhaitable, de l'installer. Par exemple, la pluie le recouvre d'une pellicule d'eau qui produit un affaiblissement. On cherche donc à l'éviter si possible.

Remarque : Les expressions antennes d'émission et antennes de réception peuvent être une source de confusion. En effet, toute antenne peut être utilisée aussi bien à l'émission qu'à la réception et les caractéristiques électriques ou de rayonnement sont les mêmes pour ces deux utilisations. En pratique, certaines caractéristiques de l'antenne ont plus ou moins d'importance suivant que l'antenne est utilisée à l'émission ou à la réception. Par exemple, la température de bruit n'a d'intérêt qu'à la réception. Au contraire, la tenue en puissance n'a d'intérêt qu'à l'émission. De même, l'adaptation d'impédance a une importance plus grande à l'émission qu'à la réception, car une mauvaise adaptation pourrait provoquer un fonctionnement anormal et dangereux de l'émetteur.

2. DIFFÉRENTES SORTES DE SOURCES RAYONNANTES

Le rayonnement d'une onde électromagnétique est toujours créé par la circulation d'un courant électrique (le courant magnétique est une fiction mathématique parfois utile, mais qui n'a pas d'existence réelle). Si l'antenne est constituée par des fils, on connaît a priori le chemin suivi par le courant électrique et l'on peut déduire le champ rayonné. Au contraire, si l'antenne est constituée par des plaques métalliques (fentes, cornets, paraboloïdes, etc.), la détermination des trajets du courant électrique est pratiquement impossible et une autre méthode d'analyse doit être mise au point. Pour cette raison on est souvent amené à considérer deux types principaux de sources rayonnantes : d'une part, les fils rayonnants, d'autre part, les ouvertures rayonnantes.

2.1. Fils rayonnants. — L'analyse du rayonnement des fils est basée sur l'étude du rayonnement de l'*élément de courant* encore appelé *doublet élémentaire* ou *doublet de Hertz* (fig. II-3).

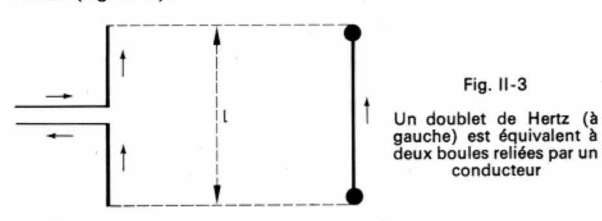


Fig. II-3

Un doublet de Hertz (à gauche) est équivalent à deux boules reliées par un conducteur

On désigne ainsi une antenne élémentaire constituée d'un fil conducteur, très court devant la longueur d'onde de fonctionnement, parcouru par un courant ayant à chaque instant la même valeur en tous les points du fil. En général, on suppose que le courant est une fonction sinusoïdale du temps.

On peut aussi considérer cette source rayonnante comme un doublet formé de deux petites boules rapprochées, porteuses de charges égales et de signes opposés, reliées par un fil qui permet une permutation alternative des charges. Ces deux conceptions conduisent au même résultat.

À partir de la théorie du doublet élémentaire on peut calculer le rayonnement de toutes les antennes constituées par un assemblage de fils, rectilignes ou courbes. Il suffit de décomposer de telles antennes en une suite de doublets élémentaires, en tenant compte pour chacun d'eux de la phase et de l'amplitude du courant, puis de faire la somme des champs créés par tous ces éléments de courant.

Le *doublet demi-onde* est constitué par un fil rectiligne dont la longueur est égale à une demi-longueur d'onde ; il est généralement alimenté en son centre et a des caractéristiques de rayonnement assez voisines de celles du doublet élémentaire. Les diagrammes de directivité sont aussi très voisins (fig. II-4).

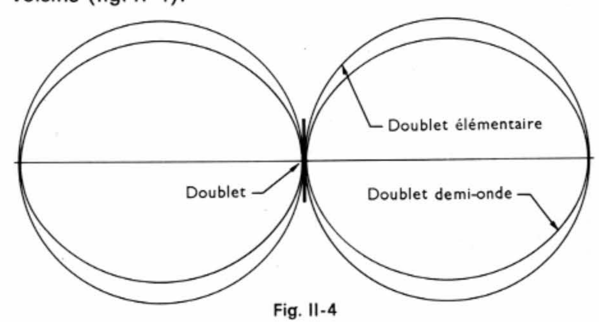


Fig. II-4

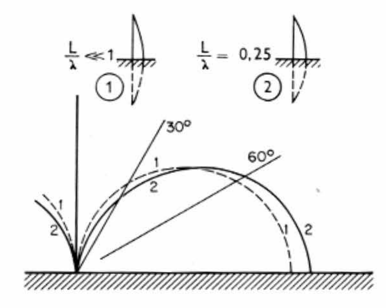
Lorsque le fil est plus long que la demi-longueur d'onde, le diagramme devient de plus en plus complexe comme on peut le voir sur la figure II-5 (page suivante). On a seulement représenté la moitié supérieure du diagramme, car les antennes de ce type sont surtout utilisées verticalement, au-dessus du sol, et la partie inférieure n'a pas d'utilité. En outre, ces diagrammes ne sont pas normés. Ce sont, en fait, des diagrammes de rayonnement qui correspondent tous à la même puissance d'alimentation de l'antenne. Pour chaque longueur d'antenne, on a représenté également la distribution de l'intensité du courant le long de l'antenne.

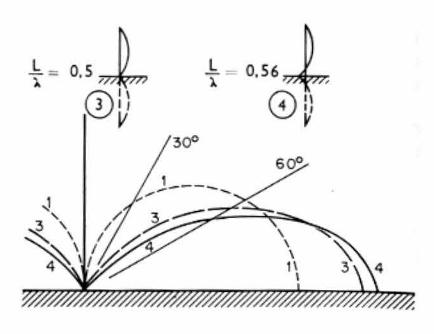
Cette figure fournit plusieurs renseignements intéressants :

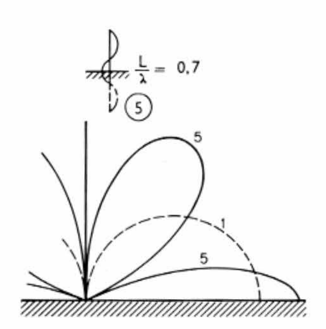
— Pour rayonner le long du sol (comme en radiodiffusion, par exemple), on voit qu'il est intéressant de choisir la

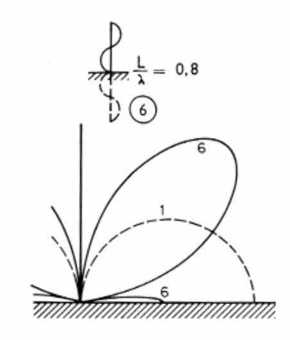
Fig. II-5

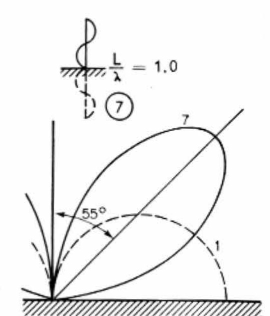
Diagrammes de directivité de différents doublets de longueur L (λ : longueur d'onde du rayonnement)











hauteur de l'antenne voisine de la demi-onde. Cependant, comme cela peut conduire à des hauteurs exagérées en ondes hectométriques ou en ondes kilométriques, on cherche alors à raccourcir la hauteur sans modifier le rayonnement. La méthode la plus courante consiste à réaliser une capacité terminale au sommet de l'antenne en plaçant des nappes de fils ayant un développement horizontal important : antennes en Γ, en T, en parapluie, etc. (fig. II-6).

— Lorsque la longueur de l'antenne augmente, le lobe principal n'est plus dans une direction perpendiculaire à l'antenne, mais se rapproche progressivement de la direction du courant. Cette particularité est mise à profit dans les antennes en V ou les antennes losanges, constituées par des fils inclinés par rapport à la direction de propagation désirée. On veille à ce que les lobes de rayonnement des diverses parties rectilignes s'ajoutent dans la direction de propagation désirée et se retranchent les uns des autres dans les autres directions.

Les paramètres caractéristiques du doublet élémentaire et du doublet demi-onde sont rassemblés dans le tableau suivant :

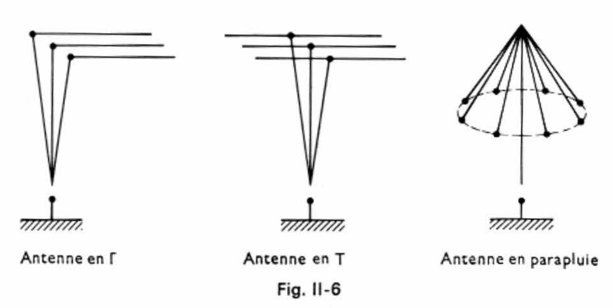
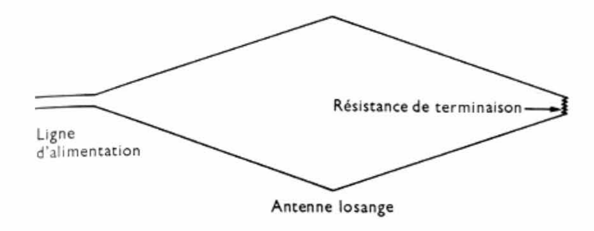


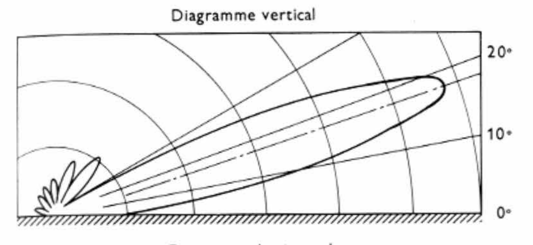
Fig. II-6

À titre d'exemple, la figure II-7 donne le diagramme de rayonnement en champ d'une antenne losange horizontale dont les côtés sont égaux à environ quatre fois la longueur d'onde λ et sont situés à une hauteur sensiblement égale à 0,8 λ au-dessus du sol. Une résistance de valeur convenable, placée au sommet opposé à celui utilisé pour l'alimentation, évite l'existence d'une onde réfléchie sur

	Doublet élémentaire de longueur l	Doublet demi-onde
Diagramme (*) (en champ) Équation de la fonction correspondante :	$\frac{E}{E_0} = \sin\theta$	$\frac{E}{E_0} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}$
Directivité maximale	1,50	1,64
Hauteur effective	l	$\frac{\lambda}{\pi}$
Résistance de rayonnement	$80\,\pi^2\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$	73,1 ohms
Aire équivalente	$\frac{3\,\lambda^2}{8\,\pi} \# 0{,}119\,\lambda^2$	$0{,}131\,\lambda^2$
Champ à grande distance en millivolts par mètre si l'on exprime W en kilowatts et r en kilomètres	$\frac{212}{r}\sqrt{W}$	$\frac{222}{r}\sqrt{W}$

(*) Dans l'expression du diagramme, l'angle θ est compté à partir de l'axe du doublet. Le rayonnement maximal a lieu dans le plan diamétral. (θ = 90°)





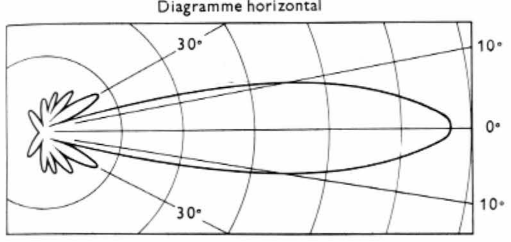


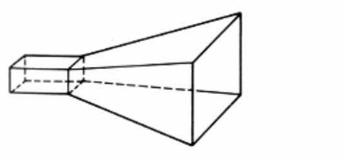
Fig. II-7

l'antenne et, par suite, rend le diagramme unidirectionnel. Du fait de l'image électrique de l'antenne dans le sol, le lobe principal de rayonnement est relevé d'environ 17° par rapport à la direction horizontale. Cette sorte d'antenne est très utilisée pour les liaisons par réflexion sur l'ionosphère (V. chap. 1).

Parmi les antennes constituées par des fils rayonnants, on doit aussi mentionner les *antennes cadres* avec ou sans noyau de ferrite. On peut montrer qu'une boucle de fil de petites dimensions a des caractéristiques de rayonnement qui dérivent de celles du doublet élémentaire en permutant le champ électrique et le champ magnétique (d'où le nom de *doublet magnétique* qu'on donne parfois à cette antenne). L'antenne cadre ne s'utilise pratiquement que pour la réception, soit en radiodiffusion (cadre à ferrite), soit sur des récepteurs de mesure.

2.2. Surfaces et ouvertures rayonnantes. — La technique des hyperfréquences (V. t. 1, Électronique, chap. 21) et la petitesse des longueurs d'onde mises en jeu ont conduit à développer de nouveaux types d'antennes qui se présentent sous la forme de surfaces ou d'ouvertures rayonnantes. Pour étudier le rayonnement de telles antennes, on admet que la répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace ne dépend que de la distribution, en grandeur et phase, du champ qui règne dans le plan de l'ouverture, indépendamment de la façon dont ce champ a été créé.

L'illumination de l'ouverture peut être obtenue, soit par la déformation progressive de l'onde guidée le long d'une ligne comme dans les *cornets* (fig. II-8), soit par



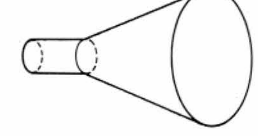




Fig. II-8

le rayonnement d'une *source primaire* qui constitue déjà elle-même une antenne à faible gain (comme dans les antennes à réflecteurs courbés, généralement paraboliques ; fig. II-9). Ces antennes peuvent même comporter parfois un réflecteur auxiliaire entre la source primaire et le réflecteur principal (antenne Cassegrain ; fig. II-10).

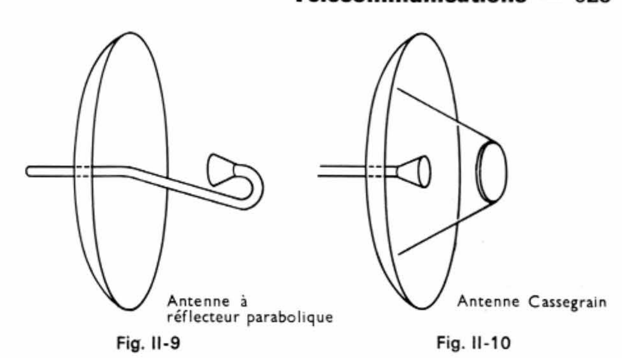


Fig. II-9 Fig. II-10

Les antennes à surfaces rayonnantes permettent d'obtenir des directivités extrêmement importantes et, par conséquent, des faisceaux très étroits. Elles sont donc très utilisées pour les liaisons point à point (faisceaux hertziens, radars, liaisons avec les satellites, radioastronomie, etc.). Les diamètres des réflecteurs paraboliques peuvent atteindre des valeurs très grandes, jusqu'à plusieurs dizaines de mètres, ce qui peut amener des difficultés de réalisation compte tenu de la précision avec laquelle la surface doit être définie. Les irrégularités de surface ne doivent pas dépasser une petite fraction de la longueur d'onde, c'est-à-dire quelques millimètres en ondes centimétriques. Les performances de ces antennes seront étudiées ultérieurement (antennes à rayonnement transversal).

On doit mentionner aussi un autre type d'ouvertures rayonnantes de dimensions beaucoup plus petites, à savoir les fentes rayonnantes, généralement pratiquées dans la paroi d'un guide d'onde. On peut montrer (théorème de Babinet) qu'une fente rayonnante étroite, pratiquée dans une plaque métallique, a le même diagramme de rayonnement que l'élément de courant de l'antenne complémentaire que l'on obtiendrait en remplaçant la fente par du métal et en supprimant la plaque, à condition de permuter le champ électrique et le champ magnétique (fig. II-11).

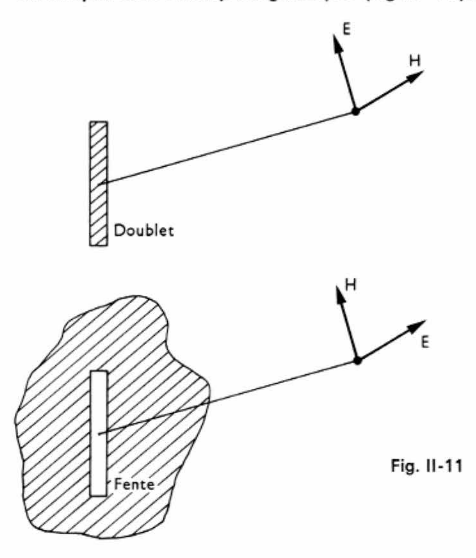


Fig. II-11

Le doublet est excité par un courant longitudinal, tandis que la fente est excitée par une différence de potentiel transversale.

Les fentes rayonnantes ayant une faible directivité par elles-mêmes (comme le doublet), elles s'utilisent surtout groupées en réseaux.

3. GROUPEMENT DE SOURCES RAYONNANTES. ANTENNE-RÉSEAU

Une source rayonnante unique, même de structure compliquée, ne permet pas toujours d'obtenir le diagramme de directivité désiré. En outre, ce diagramme est fixé par la structure de la source et ne peut pas être facilement ou rapidement modifié. Or, il est possible de s'affranchir

de ces deux restrictions, au moins partiellement, en groupant convenablement des sources rayonnantes, alimentées sous des tensions d'amplitudes et de phases convenables. Non seulement cette méthode permet d'obtenir un diagramme très voisin du diagramme désiré mais, en outre, en agissant sur les amplitudes et les phases des tensions d'alimentation des éléments, on peut modifier extrêmement rapidement le diagramme ; en particulier, il est possible de faire en sorte que le lobe principal de la surface caractéristique balaye un secteur angulaire déterminé.

Parmi les groupements de sources rayonnantes que l'on peut envisager, le « réseau » est de beaucoup le plus utilisé, d'une part, en raison des possibilités extrêmement intéressantes qu'il présente et, d'autre part, du fait que son étude est relativement accessible par le calcul, au moins de façon approchée. Une antenne-réseau est constituée par un ensemble d'éléments rayonnants identiques, se déduisant l'un de l'autre par translation, et alimentés par un même générateur, chacun sous une d.d.p. dont l'amplitude et la phase dépendent de la position de l'élément. Cela n'impose aucune condition de régularité pour la répartition des sources : il suffit qu'elles soient identiques et orientées parallèlement.

La propriété principale d'un réseau ainsi défini réside dans le théorème de multiplication des fonctions caractéristiques, appelé parfois théorème (ou principe) de multiplication des diagrammes, que l'on peut énoncer ainsi : la fonction caractéristique de directivité d'une antenne-réseau est égale au produit de la fonction caractéristique de chaque élément rayonnant pris isolément par la fonction caractéristique du réseau obtenu en remplaçant ces éléments rayonnants par des antennes isotropes alimentées de la même façon que les éléments rayonnants qu'elles remplacent. Ce théorème, qui s'applique à la région du champ de rayonnement lointain de l'antenne-réseau, permet de ramener l'étude du rayonnement de l'antenne réelle à celle d'un réseau semblable, mais constitué seulement d'éléments rayonnants isotropes. D'ailleurs, dans la plupart des cas, les éléments rayonnants ont une faible directivité et le diagramme de directivité du réseau réel est pratiquement le même que celui du réseau de sources isotropes.

On peut considérer qu'un ensemble de plusieurs sources crée un système de franges d'interférences qui constitue le diagramme de rayonnement du réseau. Tout le problème consiste, en général, à déterminer les phases et les amplitudes des courants qui doivent alimenter chacune des antennes composant le réseau, pour que celui-ci ait le diagramme désiré. Comme ce problème de synthèse est très difficile, on commence, en général, par faire un travail d'analyse consistant à étudier le diagramme de quelques réseaux simples.

3.1. Réseau rectiligne régulier. — Un tel réseau est défini par les paramètres suivants :

— le nombre de sources : N ;
— l'espacement entre deux sources consécutives : s ;
— le déphasage, supposé constant entre deux sources consécutives : γ ;
— le courant d'alimentation de chaque source : I_n.

Un réseau rectiligne présente un ou plusieurs lobes principaux et un nombre de lobes secondaires qui augmente avec le nombre de sources. La loi de répartition des courants d'alimentation entre les diverses sources agit principalement sur le niveau des lobes latéraux. En réduisant les courants d'alimentation des sources externes, on réduit le niveau des lobes latéraux mais, en même temps, on accroît la largeur angulaire du lobe principal. Un compromis est donc nécessaire. La longueur du réseau, qui est égale à $L = (N - 1)s$, agit principalement sur la directivité et sur la largeur angulaire du lobe principal.

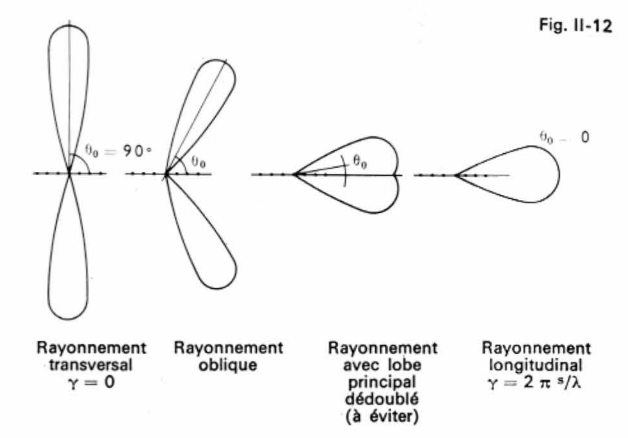
L'espacement entre sources agit sur le nombre de lobes principaux. Il n'y a qu'un seul lobe principal si l'espacement est inférieur à une demi-longueur d'onde.

Le déphasage entre les sources a une grande influence sur l'orientation du lobe principal : si ce déphasage est nul, le réseau rayonne transversalement, alors que s'il n'est pas nul, le faisceau s'incline. Cette propriété est utilisée pour construire des antennes à *balayage électronique* du faisceau. Si le déphasage est voisin de celui qu'aurait une onde se propageant le long de l'alignement des sources, le rayonnement principal se fait suivant cet alignement. On a alors un réseau à rayonnement longitudinal. L'angle θ_0 du rayonnement maximal, par rapport à la direction de l'alignement des sources, est donné par la relation suivante :

$$\cos \theta_0 = \frac{\gamma}{2 \pi \frac{s}{\lambda}}$$

(en utilisant les notations définies précédemment).

Fig. II-12



La figure II-12 indique comment se modifie la position et la forme du lobe principal en fonction de γ (ne pas oublier que le diagramme est de révolution autour de la ligne des sources). On n'a pas représenté ces lobes latéraux.

3.2. Réseau plan. — Si les éléments rayonnants sont répartis sur un plan et s'ils se déduisent tous de l'un d'entre eux par des translations, on a un *réseau plan ;* en outre, s'ils sont disposés aux sommets d'une grille rectangulaire, on a un réseau plan régulier. Un tel réseau peut donc être considéré de deux façons différentes comme un réseau rectiligne de réseaux rectilignes (fig. II-13).

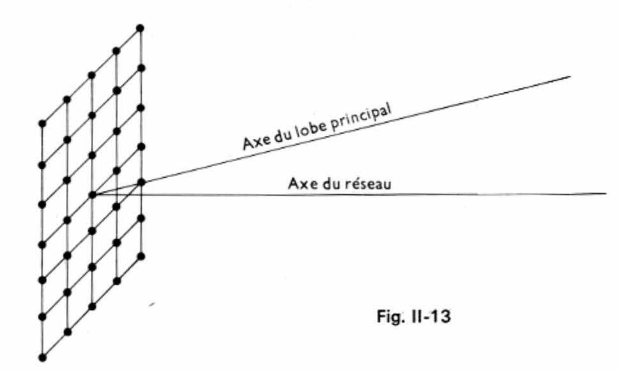
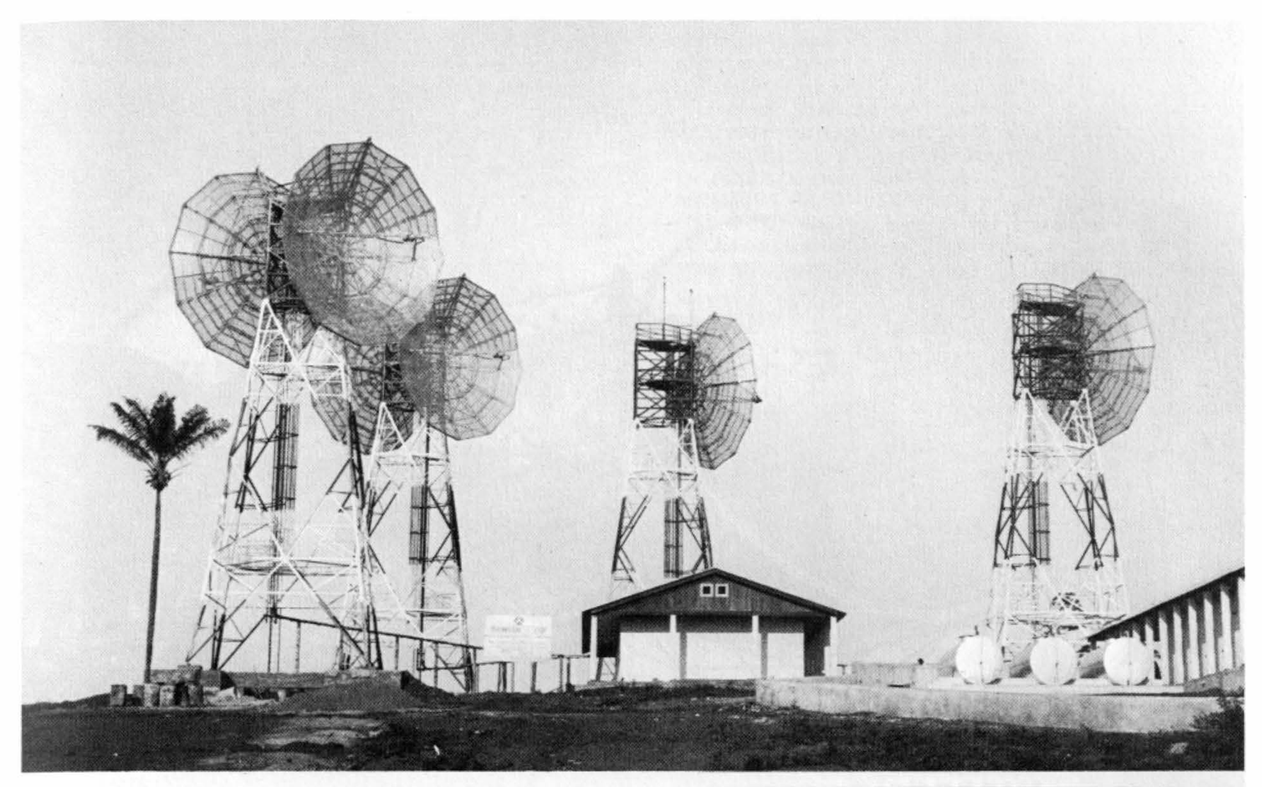


Fig. II-13

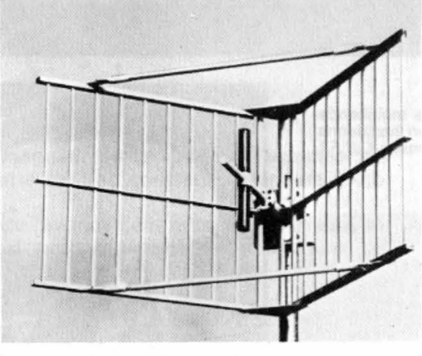
Les réseaux plans ne s'utilisent que pour des rayonnements de type transversal. On peut réaliser un balayage du faisceau de part et d'autre de la perpendiculaire au plan du réseau, en modifiant les déphasages entre les diverses sources comme pour les réseaux rectilignes.

Un réseau plan régulier peut comporter un nombre extrêmement grand d'éléments rayonnants. On peut montrer qu'on ne réduit pas beaucoup les performances en supprimant, de façon aléatoire, une proportion importante de ces éléments. On obtient ainsi un *réseau lacunaire*.

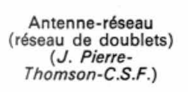
On peut constituer un réseau au moyen d'un seul élément réel et de plans réflecteurs créant des images électriques de cet élément. C'est le cas, par exemple, de l'*antenne*



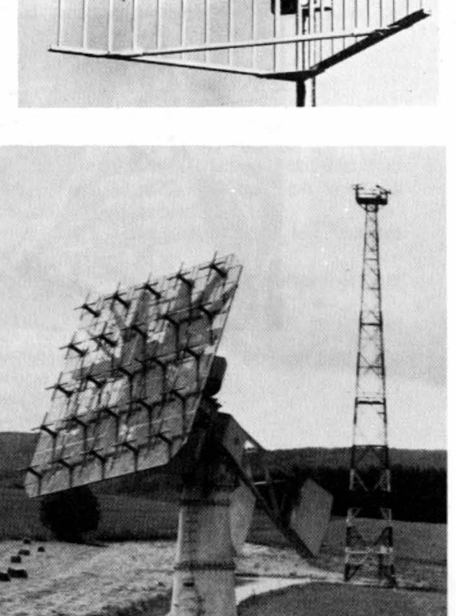
Antennes pour faisceaux hertziens (*Thomson-C.S.F.*)

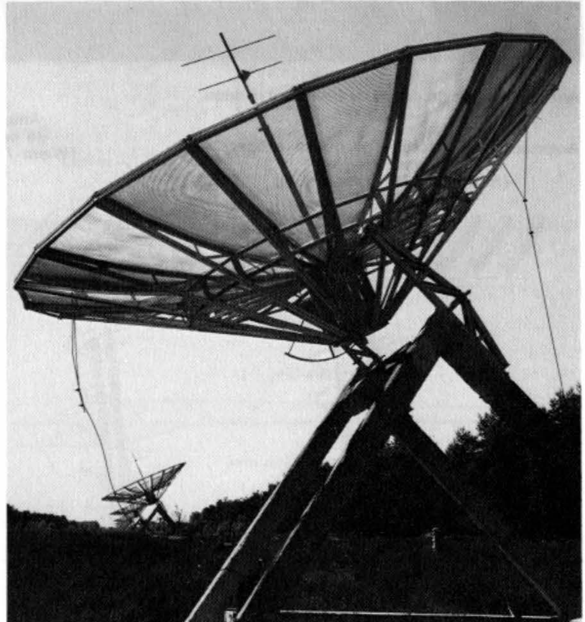


Antenne dipôle directionnelle à panneau réflecteur dièdre (*SODERN*)

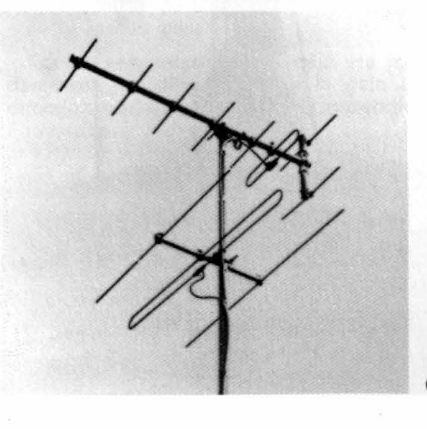


Antenne-réseau (réseau de doublets) (*J. Pierre-Thomson-C.S.F.*)

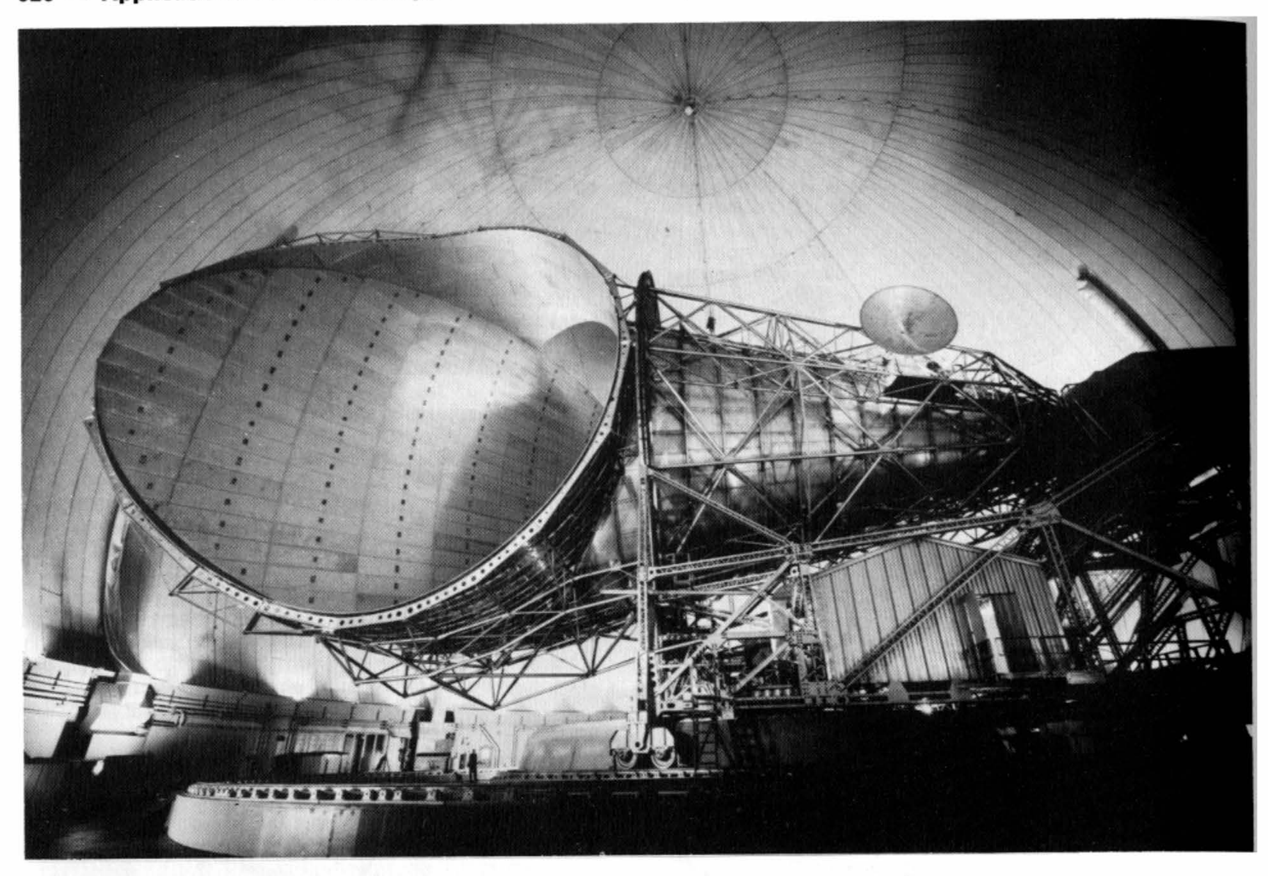




Antenne parabolique d'un radiotélescope de Nançay (*A. Bouillot-Thomson-C.S.F.*)



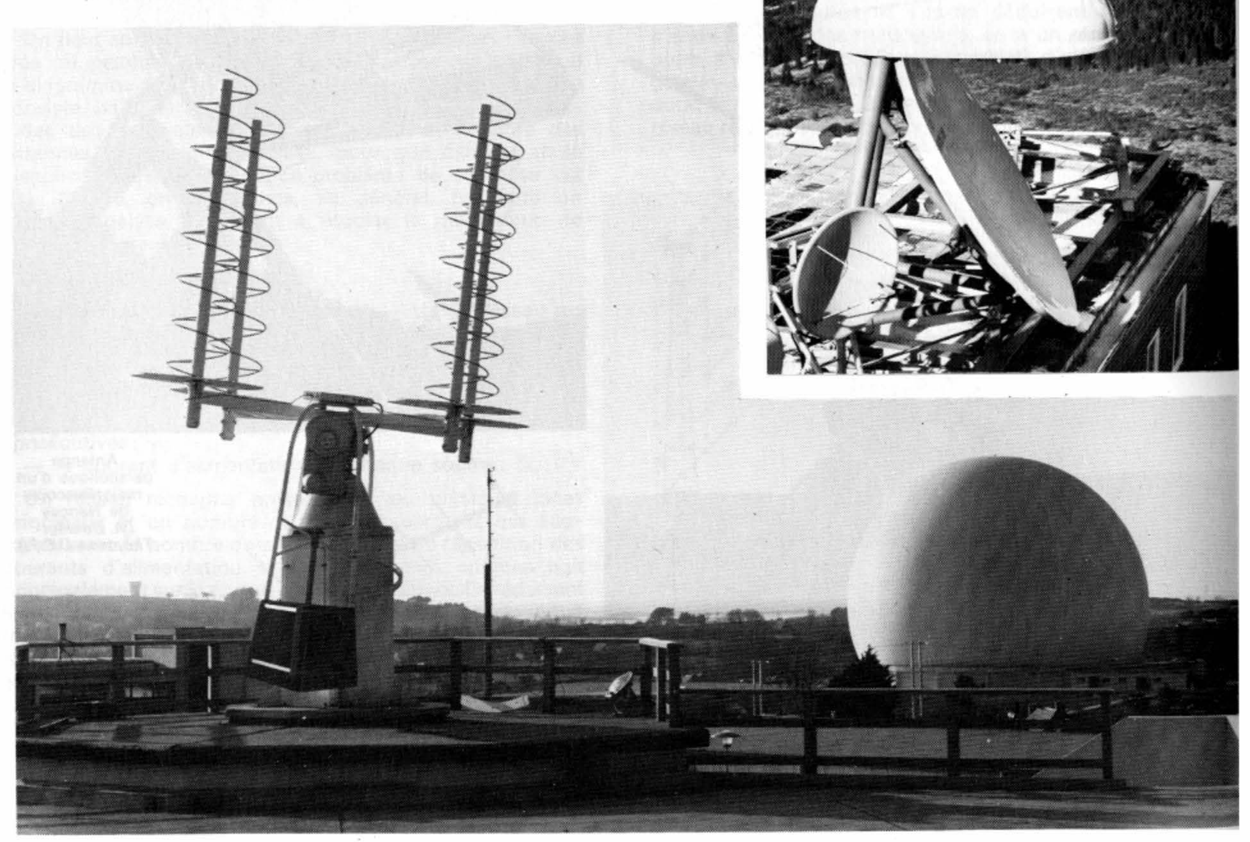
Antenne Yagi (Pierre Chautard)



Antenne cornet du centre de Pleumeur-Bodou
(*U.S.I.S.*)

Antenne multibande
de liaison hertzienne
(*Warin-Thomson-C.S.F.*)

Antenne-réseau (réseau de quatre hélices) à
Pleumeur-Bodou
(*R. Bouillot-Thomson-C.S.F.*)



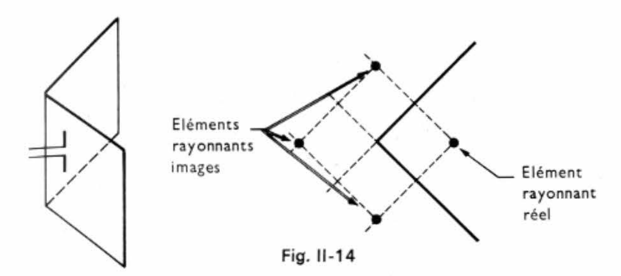


Fig. II-14

dièdre, comportant deux plans réflecteurs et un doublet (fig. II-14).

4. DIFFÉRENTS MODES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES. RAYONNEMENT LONGITUDINAL ET RAYONNEMENT TRANSVERSAL

On a vu que la plupart des antennes étaient caractérisées par un rayonnement, soit longitudinal, c'est-à-dire selon la plus grande dimension de leur structure, soit transversal, c'est-à-dire perpendiculairement à leurs plus grandes dimensions. Dans ces deux cas, on peut donner des indications valables quels que soient le type et la forme de l'antenne.

4.1. Antennes à rayonnement longitudinal. — Ces antennes se caractérisent principalement par une structure le long de laquelle se propage une onde à une vitesse inférieure à la vitesse de la lumière. Le type et la nature de cette structure dépendent évidemment de la gamme de fréquences considérée. La vitesse optimale v dépend de la longueur de la structure rayonnante ; le rapport $\frac{v}{c}$ entre la vitesse de phase de l'onde et la vitesse de la lumière est donnée par la relation suivante :

$$\frac{v}{c} = \frac{1}{1 + \frac{a}{L/\lambda}}$$

(L/λ représente la longueur de la structure exprimée en longueurs d'ondes et a est une constante inférieure à 0,5 en général.)

Dans la direction du rayonnement maximal, la directivité de ces antennes est proportionnelle à la longueur de l'antenne exprimée en longueurs d'onde.

$$D = b \frac{L}{\lambda}$$

Le coefficient b dépend du type d'antenne, mais est généralement compris entre 4 et 15. On voit donc qu'avec ces antennes il est difficile d'obtenir des directivités (ou des gains) supérieures à 100 (20 dB), si l'on veut se limiter à des dimensions raisonnables.

Ces deux relations sont applicables pour les valeurs de L/λ supérieures à l'unité.

Parmi les antennes à rayonnement longitudinal les plus connues, on peut citer :

- l'antenne Yagi,
- l'antenne hélice,
- l'antenne losange,
- l'antenne diélectrique,
- l'antenne plaquée.

L'*antenne Yagi*, popularisée par son utilisation comme antenne pour récepteurs de télévision, comporte une suite de doublets dont la longueur est voisine de la demi-onde ; un seul d'entre eux est alimenté directement, les autres sont seulement alimentés par induction (fig. II-15).

L'*antenne hélice* est constituée par un fil enroulé en hélice (cinq à dix spires) ; la longueur de chaque spire est voisine d'une longueur d'onde. L'hélice est fixée sur un plan métallique qui sert de réflecteur. Elle fournit une onde polarisée circulairement (fig. II-16).

L'*antenne losange* s'utilise surtout en ondes décamétriques et elle peut atteindre des dimensions de plusieurs centaines de mètres. Grâce à l'influence du sol, elle fournit un faisceau dans une direction oblique bien adaptée aux liaisons par réflexion sur l'ionosphère.

L'*antenne diélectrique*, encore appelée *antenne cierge*, est constituée par une tige de diélectrique qui guide une onde engendrée à une de ses extrémités (fig. II-17). Elle est utilisée surtout en ondes centimétriques.

L'*antenne plaquée* est une antenne à rayonnement longitudinal comportant un dispositif à faible vitesse de propagation, plaqué sur une surface plane ou peu courbée. Le dispositif peut être constitué par une ligne à retard métallique (fig. II-18) ou par une couche de diélectrique (fig. II-19). Ce dernier type d'antenne est utilisé sur des avions ou sur des engins car il peut faire partie de la structure sans que l'aérodynamisme soit changé.

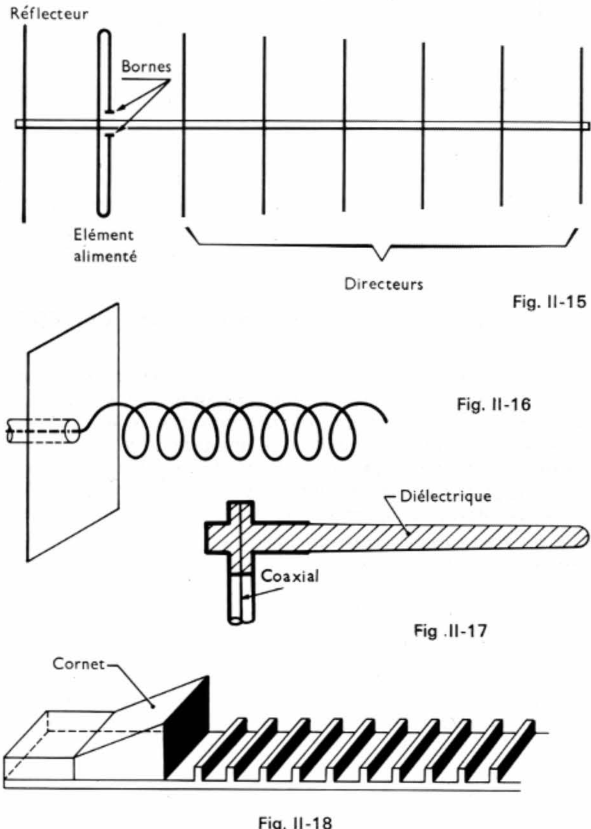


Fig. II-15

Fig. II-16

Fig .II-17

Fig. II-18

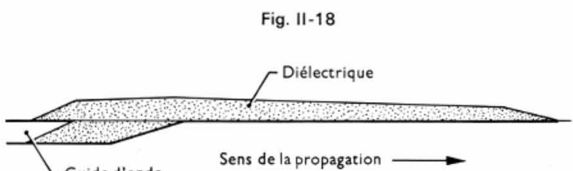


Fig. II-19

4.2. Antennes à rayonnement transversal. — Ces antennes sont constituées généralement par une surface ou une ouverture rayonnante. Les plus connues sont :

- l'antenne cornet,
- l'antenne parabolique,
- le réseau plan.

Toutes ces antennes ont déjà été mentionnées précédemment. La directivité (ou le gain isotrope), dans la direction du lobe principal, est proportionnelle à l'aire de l'ouverture.

$$G = \eta \times \frac{4 \pi S}{\lambda^2}$$

(On désigne par S l'aire de l'ouverture et par η un coefficient généralement compris entre 0,5 et 0,7, appelé parfois rendement de surface de l'antenne.)

On voit que ces antennes permettent d'obtenir des directivités (ou des gains) extrêmement grandes, voisines, par exemple, de 40 dB pour des antennes de faisceaux hertziens, de 50 dB pour des antennes de radar, et de 60 dB pour des antennes de stations spatiales.

Dans le cas d'antennes dont l'ouverture est à peu près circulaire, la figure II-20 donne une valeur approchée de la directivité (ou du gain isotrope) en fonction du diamètre exprimé en longueurs d'ondes.

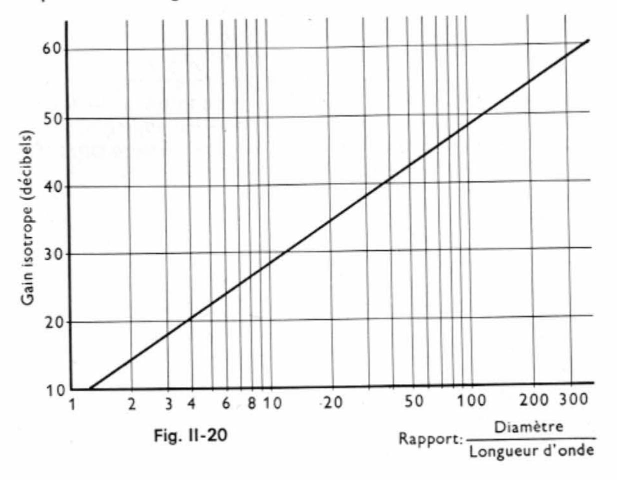
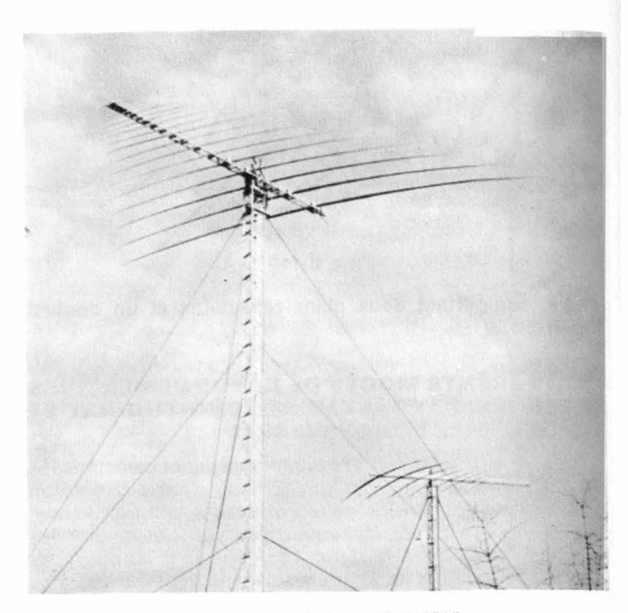


Fig. II-20



Antenne log-périodique (*SODERN*)

5. ANTENNES INDÉPENDANTES DE LA FRÉQUENCE

Comme tout circuit électronique, une antenne est caractérisée par une certaine largeur de bande. Cependant, on peut imaginer des structures rayonnantes telles que les propriétés de rayonnement et d'impédance soient indépendantes de la fréquence, au moins sur plusieurs octaves. Ces structures appartiennent à deux types différents : les antennes équiangulaires et les antennes log-périodiques.

5.1. Antennes équiangulaires. — Ce sont des antennes dont la structure est uniquement définie par des angles, tous les éléments de cette structure se déduisant l'un de l'autre par des homothéties, suivies ou non de rotations. L'alimentation se fait généralement au voisinage du centre d'homothétie. Comme la structure ne peut évidemment pas être infinie, la plus grande longueur d'onde de fonctionnement dépend des dimensions de l'antenne, alors que la plus courte est surtout définie par les dimensions de la zone où se fait l'alimentation.

Les principales antennes équiangulaires dérivent des structures suivantes :

— antenne biconique et antenne discône (fig. II-21) ;
— spirale plane (fig. II-22) ;
— spirale conique (fig. II-23).

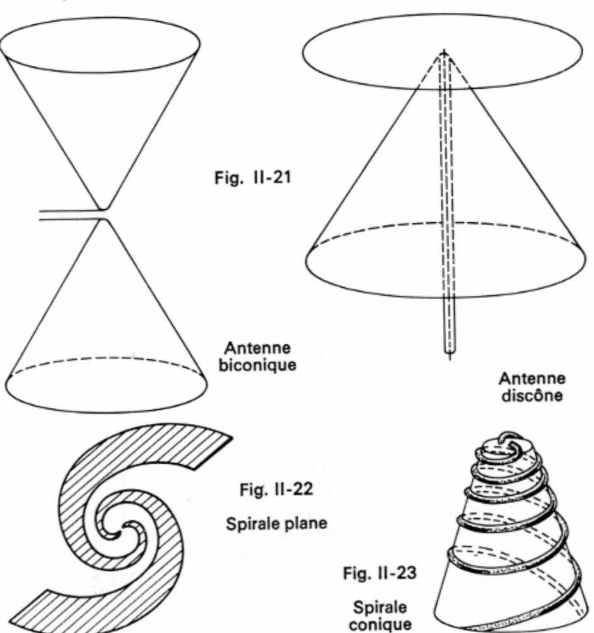


Fig. II-21

Fig. II-22

Fig. II-23

En ce qui concerne la spirale plane, la zone hachurée peut représenter aussi bien une partie métallique qu'une ouverture dans une grande plaque métallique (d'après le théorème de Babinet, ces deux antennes complémentaires ont le même diagramme de rayonnement).

5.2. Antennes log-périodiques. — Ce sont des antennes constituées par une suite d'éléments rayonnants semblables dont les espacements et les fréquences propres de résonance sont en progression géométrique. Si la raison de la progression est choisie suffisamment voisine de l'unité, les bandes de fréquences de fonctionnement de deux éléments successifs se recouvrent partiellement et, par suite, la bande de fonctionnement de l'antenne est définie par les fréquences de résonance des deux éléments extérieurs.

Les antennes ayant une structure *log-périodique* peuvent avoir des formes très diverses (fig. II-24).

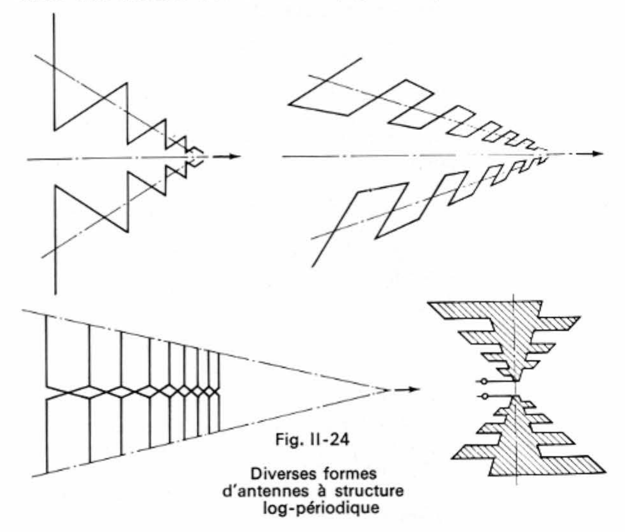


Fig. II-24

Diverses formes d'antennes à structure log-périodique

La directivité des antennes indépendantes de la fréquence n'est jamais très grande car, pour chaque fréquence, le rayonnement provient d'une petite partie de l'antenne (qui change avec la fréquence). Par suite, la directivité est limitée à environ 10 décibels. En outre, l'adaptation d'impédance est parfois très difficile à réaliser de façon acceptable dans toute la bande. Malgré cela, ce sont des antennes intéressantes lorsqu'on doit couvrir une gamme de fréquences extrêmement grande sans changer d'antenne.

CHAPITRE III

MOYENS TECHNIQUES DE TRANSMISSION

Mettre à la disposition des usagers de nombreux circuits permettant des transmissions toujours meilleures et revenant toujours moins cher, tel est le sens des efforts accomplis depuis un siècle par les ingénieurs des télécommunications dans le domaine de la transmission par fil et dans celui de la transmission par radio. À la ligne aérienne, ont succédé le câble basse fréquence pupinisé, le câble à paires symétriques et le câble à paires coaxiales. Ces deux dernières sortes de câbles ont permis d'élargir la bande des fréquences transmises et d'utiliser les systèmes à courants porteurs et les systèmes numériques. De même, en transmission par radio, la largeur des bandes de fréquences transmises a augmenté considérablement.

TRANSMISSION PAR FIL

1. PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION

Une ligne peut être caractérisée :

— Par ses *paramètres primaires :* résistance R, inductance L, capacité C, conductance de fuite ou perditance G, toutes grandeurs définies par unité de longueur.

— Par ses *paramètres secondaires :* impédance caractéristique ($\underline{Z}_c$), affaiblissement (α) et déphasage (β) linéiques. Ces derniers sont les plus utilisés ; ils peuvent être calculés en fonction des paramètres primaires à l'aide des relations suivantes :

$$[\underline{Z}_c]^2 = \frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}$$

$$(\alpha + j\beta)^2 = (R + jL\omega)\,(G + jC\omega)$$

(si ω désigne la pulsation du courant dans la ligne.)

En général G peut être négligé devant $C\omega$ et les expressions précédentes peuvent être simplifiées.

En basse fréquence, la résistance R est très supérieure à la réactance inductive $L\omega$ et l'on peut écrire :

$$R \gg L\omega \Rightarrow \begin{cases} \underline{Z}_c \approx \sqrt{\dfrac{R}{2C\omega}}\,(1 - j) \\ \alpha \approx \beta \approx \sqrt{\dfrac{RC\omega}{2}} \end{cases}$$

Aux fréquences élevées, c'est la réactance inductive qui est très supérieure à R et, dans ce cas, il vient :

$$L\omega \gg R \Rightarrow \begin{cases} \underline{Z}_c \approx \sqrt{\dfrac{L}{C}} \\ \alpha \approx \dfrac{R}{2\,Z_c} \\ \beta \approx \omega\sqrt{LC} \end{cases}$$

Le diagramme d'impédance d'une ligne représente les variations du module de l'impédance caractéristique Z_c en fonction de la fréquence f (fig. III-1).

Des quatre paramètres primaires, R est celui qui varie le plus en fonction de la fréquence du courant : lorsque cette fréquence f est suffisamment grande, on peut considérer que R est proportionnelle à $\sqrt{f}$. La résistance linéique dépend aussi de la résistivité du conducteur et donc de la température (V. t. 1, Électricité, chap. 2). Il en résulte des variations de l'affaiblissement α dont il est nécessaire de tenir compte.

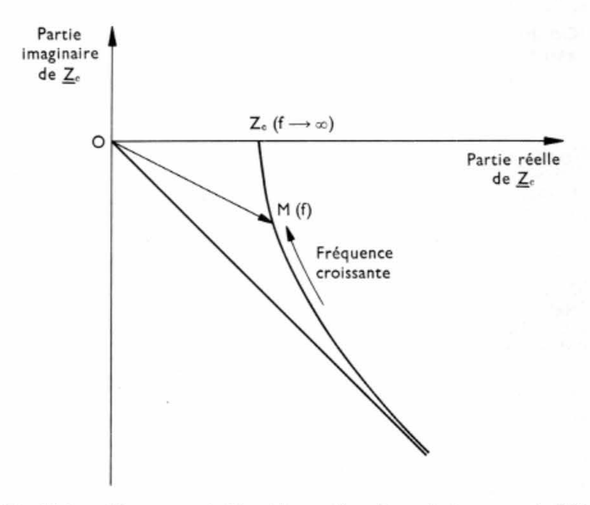


Fig. III-1 — Diagramme de l'impédance d'une ligne (la longueur de OM représente le module de l'impédance caractéristique $\underline{Z}_c$ pour une fréquence f déterminée)

2. DIAPHONIE

Des lignes très rapprochées ne sont pas totalement indépendantes : d'un point de vue électrique, elles sont plus ou moins couplées (couplage inductif et couplage capacitif). Des interactions se produisent et, sur une ligne déterminée, on retrouve des signaux parasites engendrés par le passage de signaux dans les autres lignes. Ce phénomène porte le nom de *diaphonie.*

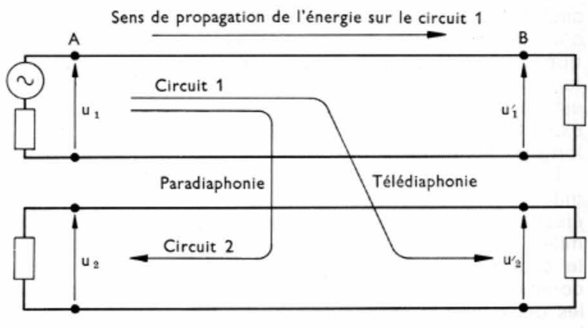


Fig. III-2 — Paradiaphonie et télédiaphonie

L'énergie, passant d'un circuit 1 à un circuit 2 (fig. III-2), se propage vers les deux extrémités de celui-ci. Il y a *paradiaphonie* lorsque le sens de propagation de l'énergie, entre l'origine émettrice du circuit perturbateur et l'extrémité réceptrice du circuit perturbé, change dans la zone d'action réciproque ; il y a *télédiaphonie* si ce sens de propagation ne change pas.

La diaphonie doit être le plus possible évitée et elle joue un rôle aussi important que l'affaiblissement linéique α lorsqu'il faut définir le domaine d'emploi d'une ligne.

3. LIGNES À PAIRES SYMÉTRIQUES

Une paire symétrique est un ensemble de deux conducteurs disposés l'un à côté de l'autre. Parmi les lignes à paires symétriques, on distingue les lignes aériennes et les câbles à paires symétriques (souterrains ou autoportés). Ces lignes sont utilisées pour transmettre des signaux de fréquences basses (fréquences dites vocales) et pour des

systèmes à courants porteurs lorsque les fréquences sont inférieures à 500 kHz. Elles équipent également des réseaux de transmission d'impulsions (système M.I.C.) puisqu'elles permettent un débit binaire de 8 mégabits par seconde (120 voies téléphoniques).

3.1. Circuits réalisés au moyen de lignes à paires symétriques. — Deux conducteurs permettent de former un circuit dit *réel*. Deux circuits réels ou *combinants* peuvent être associés pour constituer un troisième circuit dit *fantôme* ou *combiné* (fig. III-3). Ce résultat est obtenu grâce à l'emploi de transformateurs, appelés aussi *translateurs* ou *bobines toroïdales*. Les dénominations de circuit

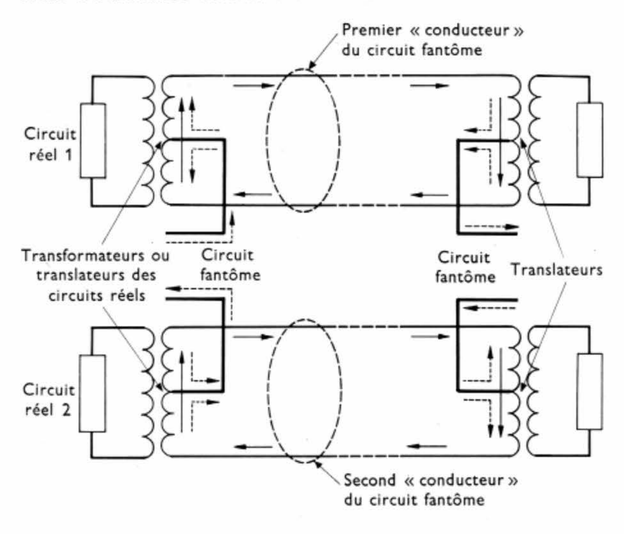


Fig. III-3 — Formation du circuit fantôme

réel, circuit fantôme et translateur sont utilisées pour les circuits en câbles ; les autres appellations, telles que circuit combinant, circuit combiné et bobines toroïdales, sont appliquées surtout aux circuits aériens. L'utilisation de circuits fantômes, qui procure 50 % de circuits supplémentaires, est de règle sur les câbles souterrains à grande distance exploités à des fréquences relativement basses et sur les longues lignes aériennes interurbaines.

Les enroulements des translateurs connectés aux extrémités d'un circuit réel sont partagés en deux moitiés électriquement aussi identiques que possible ; le point milieu constitue l'une des bornes du circuit fantôme. Pour le courant d'un circuit réel, le translateur se comporte comme un simple transformateur : les flux produits dans les deux moitiés d'enroulement s'ajoutent. Au contraire, le courant du circuit fantôme se partageant en deux parties égales entre les deux conducteurs d'un circuit réel, les flux produits par les deux demi-enroulements sont égaux et opposés (les courants ont des sens opposés dans ces deux parties d'enroulement). Ainsi, aucun courant n'est induit dans l'autre enroulement du transformateur : circuits réels et circuits fantômes n'influent pas les uns sur les autres. Pratiquement, pour le circuit fantôme, chaque translateur est équivalent à une faible résistance placée en série avec un « conducteur » de ce circuit (ensemble de deux conducteurs en parallèle d'un circuit réel).

Dans le cas de circuits souterrains en câbles à grande distance, on équipe une partie des circuits fantômes de translateurs (fig. III-4) qui permettent de réaliser des circuits dits superfantômes.

3.2. Lignes aériennes

3.2.1. Présentation. — Les conducteurs sont fixés sur des consoles par l'intermédiaire d'isolateurs en verre ou en porcelaine ; en général, ces consoles sont supportées par des poteaux. Les lignes aériennes d'abonnés sont

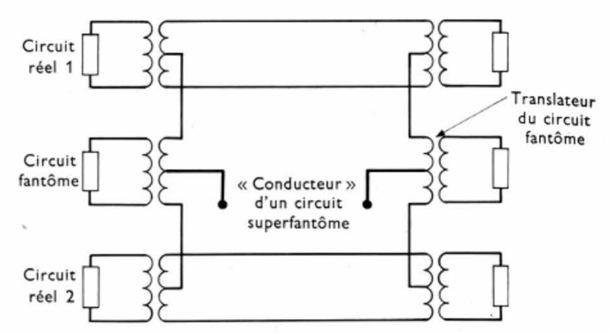


Fig. III-4 — Formation du circuit superfantôme

en fils de bronze à grande résistance mécanique, de 1,1 ou 1,5 mm de diamètre. La résistance électrique linéique d'un conducteur de 1 mm de diamètre est sensiblement égale à 29 Ω/km à 20 °C (elle n'est que de 21,9 Ω/km pour un fil de cuivre de même diamètre). Les lignes aériennes interurbaines sont en bronze dit à haute conductibilité ou en cuivre écroui ; le diamètre des fils employés est égal à 2, 2,5 ou 3 mm. La résistance linéique d'un conducteur en bronze de ce type ayant 2 mm de diamètre est égale à moins de 6 Ω/km à 20 °C.

Les conducteurs des lignes aériennes sont disposés de façon à limiter les risques de diaphonie. On sait que lorsqu'un fil *b*, traversé par un courant variable, est très proche de deux conducteurs parallèles *a* et *a'* formant une paire (fig. III-5), en général ceux-ci sont parcourus par des signaux parasites (f.é.m. induites et tensions engendrées par influence électrique ; V. t. 1, Électricité, chap. 15).

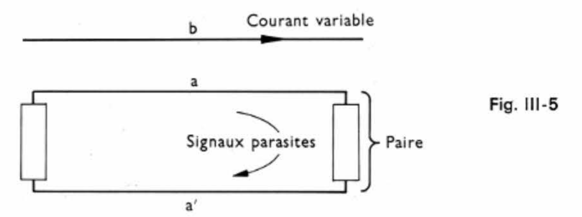


Fig. III-5

Disposition donnant lieu à une perturbation sur la paire aa'

L'amplitude de ces signaux dépend des positions relatives des fils *a* et *a'* par rapport au conducteur *b* et par rapport au sol, des diamètres de *a* et *a'* et de la résistivité du métal qui les constitue.

Si les fils *a* et *a'* sont identiques (même diamètre et même résistivité) et sont placés symétriquement par rapport au fil *b* et par rapport à la terre, à chaque instant les tensions induites dans le fil *a* sont égales à celles engendrées dans le fil *a'*. Ces tensions sont en opposition et aucun courant parasite ne peut traverser la paire : la diaphonie est supprimée. Le circuit est dit « anti-inducté » par rapport au fil *b* (fig. III-6).

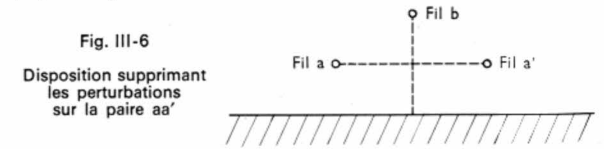


Fig. III-6

Disposition supprimant les perturbations sur la paire aa'

Le même résultat peut être obtenu en croisant les fils *a* et *a'* au milieu de leur longueur (fig. III-7). En général, le circuit comporte un nombre pair de sections courtes, les fils étant permutés ou « croisés » en passant d'une section à la suivante.

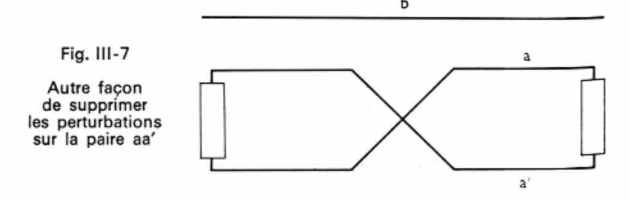


Fig. III-7

Autre façon de supprimer les perturbations sur la paire aa'

Dans le cas de deux circuits voisins, on essaie de faire en sorte que chaque circuit soit « anti-inducté » par rapport à chaque conducteur de l'autre circuit. Par exemple, dans l'armement Lorain (qui a été très utilisé), les fils d'un circuit occupent les sommets opposés d'un carré (fig. III-8).

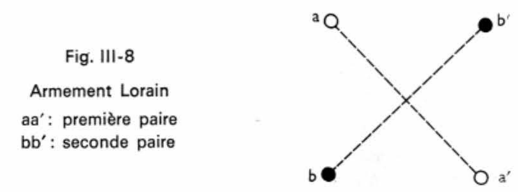


Fig. III-8

Armement Lorain

aa' : première paire
bb' : seconde paire

À intervalles réguliers, on fait subir une rotation à l'ensemble de ces quatre conducteurs pour que chaque fil occupe des positions semblables par rapport aux fils d'autres circuits et par rapport à la terre, cela sur des sections égales et relativement courtes (3 à 4 km de longueur au maximum).

3.2.2. Propriétés et utilisations. — Du fait de l'éloignement des fils constituant une paire (très couramment, en armement Lorain, les quatre fils sont placés aux sommets d'un carré de 30 ou 40 cm de côté), l'inductance linéique est assez grande et la capacité linéique est faible. Par suite, l'affaiblissement est peu important et l'impédance caractéristique est voisine d'une impédance réelle. Ainsi, dans le cas d'un armement en diagonale de 40 cm, les paramètres primaire et secondaire (circuit réel) d'une ligne aérienne interurbaine construite en fil de cuivre écroui sont indiqués dans le tableau suivant :

Diamètre du fil	2 mm	4 mm
Résistance linéique . . .	11,2 Ω/km	2,8 Ω/km
Inductance linéique . .	2,6 mH/km	2,4 mH/km
Capacité linéique.	4,4 nF/km	4,9 nF/km
Module de l'impédance caractéristique à 800 Hz	890 Ω	700 Ω
Argument de $\underline{Z}_c$ à 800 Hz	— 19°	— 5°30′
Affaiblissement linéique à 800 Hz	0,062 dB/km	0,021 dB/km

Ce qui frappe dans les propriétés des lignes aériennes, c'est avant tout la valeur extraordinairement basse de l'affaiblissement. Ainsi, dans le cas de la paire en fils de 2 mm de diamètre, il faut une longueur de 500 km pour que l'affaiblissement atteigne une trentaine de décibels. Si l'on sait qu'un tel affaiblissement n'empêche pas une conversation d'être parfaitement audible, on ne s'étonnera pas que les premières artères de télécommunications à grande distance aient été réalisées en lignes aériennes. C'est ainsi que, pendant longtemps, les circuits Paris-Marseille étaient établis sur des lignes aériennes et ne comportaient aucune amplification.

Malheureusement, la ligne aérienne présente aussi de graves inconvénients : variations des caractéristiques avec les conditions atmosphériques, augmentation de la diaphonie quand la fréquence croît et sensibilité aux parasites. Cela explique qu'elle ait été abandonnée peu à peu pour les transmissions à grandes distances.

L'instabilité des caractéristiques de transmission de la ligne aérienne s'explique aisément du fait que ce support de transmission n'est absolument pas protégé. Il est soumis aux variations de la température atmosphérique et, de plus, l'humidité occasionne des baisses d'isolement à chaque appui (elle provoque une augmentation de la perditance et donc de l'affaiblissement). Le givre peut également couvrir les fils : non seulement ils risquent de casser sous le poids, mais en même temps l'affaiblissement est accru. Des branches d'arbre tombées peuvent aussi avoir une influence sur les caractéristiques de la ligne, notamment entraîner une élévation de la perditance. Pour toutes ces raisons, les lignes aériennes offrent une sécurité médiocre et la transmission de larges bandes de fréquences obligerait à installer des régulateurs nombreux, pouvant fonctionner dans une large plage, et donc onéreux.

La diaphonie importante et la sensibilité aux parasites tiennent à la structure même de la ligne qui, pas plus qu'elle n'est protégée mécaniquement, n'est protégée électriquement et magnétiquement. Elle se compose de deux fils éloignés qui rayonnent et qui, inversement, captent tous les rayonnements, un peu à la manière d'une antenne (énergie rayonnée par les lignes voisines, parasites industriels, émissions radioélectriques, etc.). Certes, des procédés d'anti-induction permettent de réduire substantiellement cette diaphonie et cette sensibilité aux parasites, mais ils ne sont véritablement efficaces que si la distance entre permutations successives est bien fixe et inférieure au seizième ou au vingtième de la longueur d'onde du signal transmis. Cela n'est pas toujours facilement réalisable.

Les fréquences qui correspondent aux longueurs d'ondes voisines des intervalles entre croisements généralement adoptés sont proches de 100 kHz. Cela explique que la plupart du temps, il ne soit pas possible de transmettre des signaux de fréquences supérieures à quelques dizaines de kilohertz. Cette limite varie, il est vrai, en fonction du mode de croisement utilisé. A cet égard, l'armement Lorain apparaît périmé : il ne permet pas de transmettre dans de bonnes conditions plus de trois voies par paire (et encore pas sur toutes les paires). D'autres types d'armement conduisent à de meilleurs résultats (par exemple, un armement mis au point par les laboratoires Bell Telephone, permet de transmettre douze voies par paire), mais ils sont peu utilisés en France où l'importance de la ligne aérienne n'a cessé de décroître dans les liaisons interurbaines.

La ligne aérienne n'est pas cependant un support de transmission périmé ; elle peut très bien convenir dans des utilisations particulières. Des travaux réalisés par le Centre national d'études des télécommunications et l'industrie française ont abouti à la création d'une ligne aérienne dite à très large bande. Grâce à l'emploi de dispositifs de croisement rapprochés de 15 m (à ± 10 cm près), il est possible de transmettre une bande de fréquences s'étendant jusqu'à 1 MHz. Les conducteurs, éloignés de 5 cm, sont constitués de fils d'acier cuivré qui présentent à la fois une bonne résistance mécanique et une conductibilité satisfaisante aux fréquences d'utilisation. Par ailleurs, ces fils sont entourés d'une gaine protectrice en polyéthylène qui réduit l'influence de l'humidité et du givre.

Une telle paire permet de transmettre soixante voies et la qualité de la transmission est comparable à celle obtenue avec un câble souterrain.

3.3. Câbles à paires symétriques

3.3.1. Constitution. Pose. — Un câble est un assemblage de plusieurs paires dans une même enveloppe protectrice. Le métal constituant les conducteurs est presque exclusivement du cuivre électrolytique pur et recuit, en raison de sa très bonne conductibilité, de son usinage et de son soudage faciles et aussi du fait de sa très bonne résistance à la corrosion. Le diamètre des fils les plus couramment employés est compris entre 0,4 et 1,2 mm. En raison de l'augmentation du prix du cuivre on commence à utiliser des conducteurs d'aluminium pour des câbles d'abonnés.

L'isolement des fils a longtemps été obtenu à l'aide de papier ; des rubans de papier étaient enroulés en hélice autour de chaque conducteur au moyen de guipeuses. De plus en plus, les conducteurs sont isolés au moyen d'une enveloppe de polychlorure de vinyle formée à l'aide d'une boudineuse. Cet isolant présente une bonne résistance mécanique et une excellente rigidité diélectrique : les pertes diélectriques sont faibles lorsque la fréquence est basse, mais elles croissent rapidement avec celle-ci. Le polyéthylène est de plus en plus utilisé, surtout en haute

fréquence, car sa rigidité diélectrique est très grande et il ne provoque que peu de pertes.

Les fils isolés sont câblés en paires ou en quartes. Dans le premier cas, on torsade en hélice deux fils pour former une paire; ainsi, celle-ci est bien individualisée et l'on obtient un effet anti-inductif (cette disposition est équivalente à de nombreux croisements). Dans le second cas, deux sortes de câblage sont réalisés:

— Le câblage en *quarte étoile* où quatre fils sont torsadés ensemble, chaque circuit étant constitué par deux fils opposés (fig. III-9 a).

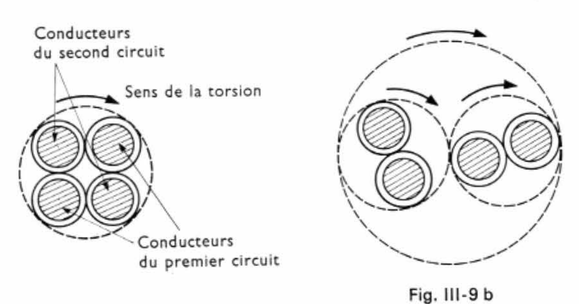


Fig. III-9 a — Quarte étoile

Fig. III-9 b
Quarte à paires combinables

Modes de formation des quartes

— Le câblage en *quarte à paires combinables* où l'on torsade ensemble, à un pas déterminé, deux paires préalablement torsadées à deux pas différents (fig. III-9 b).

Le câblage en quarte étoile est le plus économique, car il est plus rapide et il permet d'obtenir des câbles d'un diamètre plus petit (économie de fabrication sur l'enveloppe). Aussi, depuis 1952, la quarte étoile est-elle systématiquement utilisée pour les câbles d'abonnés. La quarte à paires combinables, plus onéreuse, offre des avantages qui seront exposés plus loin.

Une fois constitués, les éléments de câblage (paire ou quarte) sont assemblés pour former l'âme du câble; l'assemblage est fait en couches concentriques ou en faisceaux. Dans le premier cas (fig. III-10), les éléments de câblage sont associés en couches concentriques successives enroulées en hélice. Pour obtenir un effet anti-inductif, on veille à ce que les pas de torsade de deux éléments contigus soient différents (trois pas différents d'éléments de câblage sont nécessaires si le nombre d'éléments par couche est impair, deux s'il est pair). Les couches sont enroulées en hélices de sens alterné ou de même sens (dans ce cas, toujours pour obtenir un effet anti-inductif, il faut changer les pas de torsade d'une couche à l'autre); le nombre total de pas différents pour un câble est ainsi égal à six. Dans l'assemblage par faisceaux (fig. III-11), les éléments de câblage sont d'abord associés en faisceaux: jusqu'à présent tous les câbles ont été construits à partir d'un unique faisceau de vingt-huit paires, appelé *faisceau de base*. Celui-ci sert ensuite à constituer des faisceaux composés comprenant soit cent douze paires (quatre faisceaux de base), soit deux cent vingt-quatre paires (huit faisceaux de base). Pour éviter toute diaphonie, les pas de torsades doivent être différents dans les couches extérieures des faisceaux car elles vont être en contact sur de grandes distances. Cela conduit à utiliser six pas différents (comme pour l'assemblage par couches concentriques).

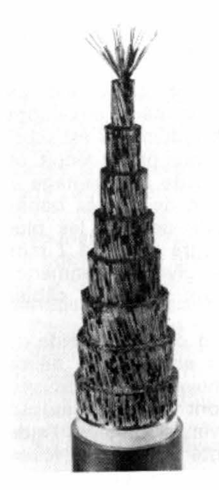


Fig. III-10 — Assemblage en couches concentriques (*Les Câbles de Lyon*)



Fig. III-11
Assemblage par faisceaux *(C.N.E.T.)*

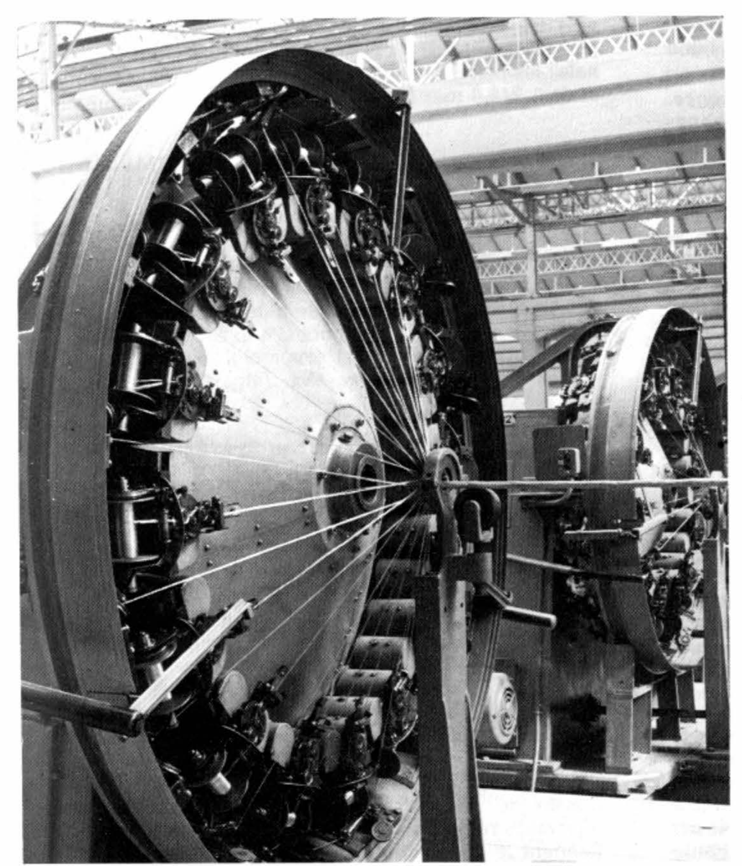
Le câble est ensuite entouré d'une enveloppe protectrice dont la nature dépend des contraintes supportées par le câble après la pose. Cette enveloppe est très solide mécaniquement tout en étant assez souple (pour que le câble puisse être enroulé sur un touret et soit transportable); de plus, elle assure l'étanchéité et empêche la corrosion. Éventuellement, elle protège l'âme contre les tensions et les courants induits par la foudre ou par des lignes d'énergie (écran électromagnétique).

Les câbles d'abonné, logés dans des conduits bétonnés, ont longtemps comporté une enveloppe en plomb; maintenant, cette enveloppe est en polychlorure de vinyle ou en polyéthylène. Pour les câbles enfouis en terre (câbles interurbains) l'enveloppe de plomb est protégée par un matelas de jute goudronné et une armure en feuillards d'acier, ou en fils d'acier galvanisé, recouverte de jute goudronné (comme certains câbles électriques; V. t. 2, Transport et distribution de l'énergie électrique, chap. 4). De plus en plus, l'ensemble constitué par l'enveloppe de plomb et l'armure en acier est remplacé par une enveloppe en aluminium ou en acier recouverte d'une gaine de polyéthylène et, éventuellement, d'une armure si le câble doit être posé dans des régions exposées à la foudre ou soumis à de forts courants parasites induits. Pour les câbles autoportés, il n'y a pas d'armure, mais une corde porteuse en fils d'acier, accolée au câble et enrobée dans la même gaine que lui; elle confère la résistance mécanique désirée et permet l'accrochage aux points d'appui.

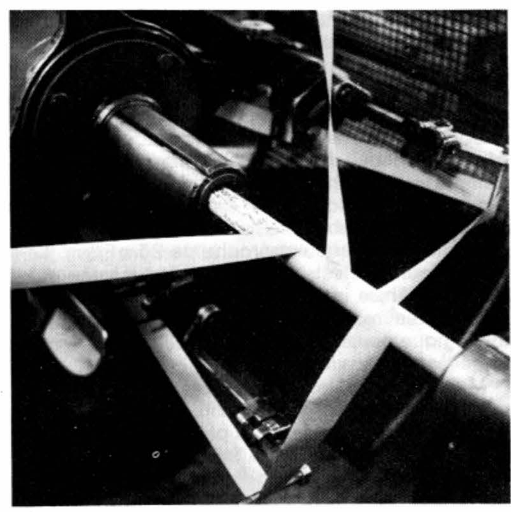
Après leur pose, on raccorde les tronçons de câbles par des moyens qui dépendent de leur nature et de leur destination. Les câbles d'abonnés sous plomb sont raccordés en torsadant ensemble les fils à réunir et en les isolant ensuite des autres à l'aide de petits manchons de papier, appelés « cigarettes ». La continuité de l'enveloppe de plomb est assurée par un manchon soudé. Le raccordement des câbles à grande distance (qui doivent satisfaire à de sévères conditions concernant la régularité d'impédance, l'affaiblissement, etc.) fait appel à des procédés plus élaborés: les conducteurs à relier sont soudés avec précaution. Quant aux câbles autoportés, chaque tronçon est muni, en usine, de connecteurs qu'il suffit d'enficher sur le terrain.

3.3.2. Caractéristiques de transmission. — Le rapprochement des conducteurs a pour double effet de réduire l'inductance et d'augmenter la capacité. Ces deux paramètres varient avec le mode de fabrication, mais sont toujours très différents de ceux d'une ligne aérienne. Par exemple, l'inductance linéique est voisine de 0,65 mH/km, alors que la capacité est généralement comprise entre 25 et 50 nF/km. La résistance aussi est affectée par le rapprochement des conducteurs, mais seulement quand la fréquence augmente. En effet, non seulement il y a un effet de peau mais, en plus, les lignes de courant tendent à se concentrer dans les parties des conducteurs les plus proches les unes des autres (effet de proximité). De plus, dans les masses métalliques (autres paires, écrans éventuels, enveloppe métallique) se dissipe de l'énergie parce que des courants y sont induits du fait du champ rayonné par chaque paire; ainsi, tout se passe comme si la résistance effective de chaque paire était augmentée. Cela explique que pour une paire symétrique en câble, la valeur asymptotique de l'impédance caractéristique $\sqrt{\frac{L}{C}}$ soit plus faible que pour une ligne aérienne et que l'affaiblissement linéique soit plus grand (V. ci-après).

En rapprochant les conducteurs, on limite également la diaphonie. En effet, le rayonnement de chaque conduc-



Tresseuse horizontale
(*P. Genest-Tréfimétaux*)



Pose de la ceinture sur les câbles téléphoniques
(*P. Genest-Tréfimétaux*)

Fabrication de câbles téléphoniques

teur est réduit et l'influence des rayonnements provenant des autres paires ou d'origine aérienne (ces derniers sont en outre affaiblis par l'enveloppe métallique) est plus faible. Aussi, moyennant la mise en œuvre de certains procédés (brassage, panneaux d'équilibrage), les limites d'emploi des câbles à paires symétriques sont-elles très supérieures à celles des lignes aériennes.

3.3.3. Différents types de câbles

— *Câbles d'abonnés*. C'est le plus simple et le moins performant de tous les câbles à paires symétriques ; il est câblé en quarte étoile. Les conducteurs sont en cuivre, quelquefois en aluminium, et ils sont isolés à l'aide de matière plastique. Le câble est protégé par une enveloppe également en matière plastique.

Les paires d'un câble d'abonné ne sont pas utilisées pour former un circuit fantôme, car on doit transmettre du courant continu et cela est incompatible avec l'appropriation du fantôme (V. fig. III-3).

La capacité linéique est généralement voisine de 50 nF/km. Aux fréquences d'utilisation (fréquences vocales), la résistance linéique R est supérieure à $L\omega$, de sorte que l'impédance a un argument voisin de $-\frac{\pi}{4}$ rad et un module diminuant avec la fréquence (V. § 1). À 800 Hz, l'affaiblissement est voisin de 1,25 dB/km avec des fils de 0,5 mm de diamètre et de 0,75 dB/km pour des fils de 0,8 mm de diamètre ; il augmente avec la fréquence. Ces valeurs sont très grandes si on les compare à celles des lignes aériennes, même en tenant compte de la différence entre les diamètres des fils. Le raccordement des câbles d'abonné se fait la plupart du temps en « fil à fil », sans prendre de précautions spéciales.

— *Câbles interurbains basse fréquence*. Ces câbles sont utilisés aux mêmes fréquences que les câbles d'abonnés. Ils sont constitués de quartes à paires combinables et ils sont protégés par une armure métallique. Des dispositions sont prises au raccordement pour réduire les déséquilibres de capacité, causes de diaphonie. On réalise un brassage de manière à obtenir une compensation des déséquilibres de capacité (ils ont été mesurés en usine) et, parfois, aux épissures, on place des condensateurs convenables entre fils.

L'utilisation de quartes à paires combinables est liée à celle de circuits fantômes : en effet, le rapport de la capacité d'un circuit fantôme à celle d'un circuit réel, qui est de 2,68 pour le câblage en quartes étoile, n'est que de 1,60 pour une quarte à paires combinables.

Pour réduire l'affaiblissement, on augmente l'inductance de ces câbles par pupinisation (de Pupin, nom de l'ingénieur qui déposa le premier brevet), c'est-à-dire en plaçant des bobines identiques en série dans les circuits, à des distances rigoureusement égales (pas de pupinisation). Les intervalles entre bobines doivent être suffisamment petits devant les longueurs d'onde des signaux transmis. Les trois bobines chargeant les deux circuits réels et le circuit fantôme d'une quarte forment une *unité de charge ;* celle-ci est placée, soit dans une enveloppe étanche, en fonte, enterrée avec le câble (s'il est souterrain), soit dans un coffret accroché à un poteau (câble autoporté). Par ce moyen, l'affaiblissement est diminué tant que la fréquence est inférieure à un seuil (fréquence de coupure de la ligne) ; au-delà de celui-ci, il augmente. Cette fréquence de coupure dépend de la ligne proprement dite, du pas de pupinisation et de l'inductance de la bobine de charge.

Un câble à quartes à paires combinables en fils de 0,9 mm de diamètre, de capacité linéique égale à 38,5 nF/km, avec des charges de 88 mH sur un circuit réel et de 36 mH sur un circuit fantôme, disposées tous les 1 830 m, présente les caractéristiques suivantes :

	Impédance caractéristique à 800 Hz	Fréquence de coupure	Affaiblissement kilométrique
Circuit réel.	$(1\,160 - 100j)\ \Omega$	4 050 Hz	0,22 dB/km
Circuit fantôme...	$(600 - 80j)\ \Omega$	4 900 Hz	0,22 dB/km

L'affaiblissement est nettement inférieur à celui d'une ligne d'abonné, mais il est supérieur à celui d'une ligne aérienne.

— *Câbles interurbains symétriques haute fréquence.* Les câbles à paires symétriques, utilisés pour des transmissions à courants porteurs, sont des câbles à quarte étoile (le circuit fantôme n'est pas utilisé), à nombre de paires relativement faible, nettement inférieur à celui des gros câbles d'abonné. Le diamètre des fils est supérieur à ce qu'il est habituellement pour les câbles d'abonné et la capacité linéique est proche de 25 nF/km. Le réduction de la diaphonie est obtenue par les mêmes procédés que pour les câbles interurbains basse fréquence. Grâce à leur mise en œuvre, la bande de fréquences d'une transmission analogique peut s'étendre jusqu'à 500 kHz environ (ce qui représente cent vingt voies).

Malgré toutes les précautions prises, la paradiaphonie est en général très grande et il est nécessaire de disposer de deux câbles distincts, un pour chaque sens de transmission. On peut éviter cette lourde sujétion en utilisant des bandes de fréquences différentes pour chaque sens de transmission; dans ce cas, on peut utiliser la même paire pour les deux sens de transmission, les amplificateurs comportant alors des systèmes de filtrage qui assurent la séparation des deux sens (procédé dit $N + N$).

— *Câbles spécialement conçus pour les systèmes M.I.C.* Une transmission numérique nécessite une bande de fréquences beaucoup plus large (environ dix fois) qu'une transmission analogique. Cependant, pour une qualité de transmission déterminée, il est possible de tolérer une diaphonie plus grande dans le premier cas que dans le second, sans qu'il soit toutefois possible de dépasser une limite impérative, sous peine de voir le taux d'erreur augmenter d'une façon considérable. Pour des capacités allant jusqu'à une centaine de voies, il semble possible d'utiliser un seul câble à condition de séparer par un écran les paires correspondant aux deux sens de transmission (réduction de la paradiaphonie).

Des câbles spéciaux sont actuellement étudiés. Ils sont constitués de faisceaux comprenant un nombre réduit de paires, toutes de pas différents (il est nécessaire de renoncer à l'emploi des quartes, la diaphonie étant trop élevée entre paires d'une quarte), chaque faisceau étant protégé par un écran.

4. CÂBLES À PAIRES COAXIALES

Une paire coaxiale est constituée de deux conducteurs disposés concentriquement l'un par rapport à l'autre: le premier est un conducteur cylindrique, généralement massif, le second un conducteur cylindrique annulaire, ayant même axe que le premier. À l'opposé de ce qui se passe pour les paires symétriques, la diaphonie entre paires coaxiales est d'autant plus faible que la fréquence est plus grande. Cette propriété résulte de la structure fermée de la paire et du fait que le courant électrique tend à se localiser à la surface des paires conductrices lorsque la fréquence croît (effet de peau). En effet, en haute fréquence, les phénomènes électriques, dont la paire coaxiale est le siège, n'affectent pratiquement que la surface extérieure du conducteur intérieur et la surface intérieure du conducteur extérieur; l'état électrique de la surface extérieure du conducteur extérieur dépend peu de celui de sa surface intérieure (le découplage étant d'autant meilleur que l'épaisseur du conducteur est plus grande) et inversement; une perturbation à la surface extérieure du conducteur parvient très affaiblie à sa surface intérieure.

4.1. Constitution. — Une paire coaxiale comporte généralement un conducteur intérieur en cuivre massif et un conducteur extérieur qui est souvent une bande de cuivre repliée et agrafée. Dans le cas où les deux conducteurs sont en métal identique, la théorie montre que l'on obtient un minimum d'affaiblissement si le diamètre intérieur du conducteur extérieur est 3,6 fois plus grand que le diamètre extérieur du conducteur intérieur et cela quelles que soient les dimensions de la paire.

On désigne une paire coaxiale au moyen de deux nombres qui sont le diamètre extérieur du conducteur intérieur et le diamètre intérieur du conducteur extérieur; deux paires coaxiales ont fait l'objet d'une normalisation internationale: les paires coaxiales dites de 2,6/9,5 mm (fig. III-12) et de 1,2/4,4 mm (fig. III-13).

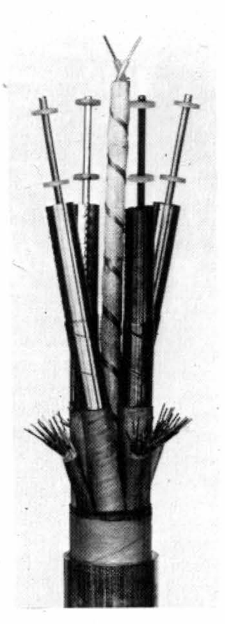


Fig. III-12

Câble à paires coaxiales de 2,6/9,5 mm (*C.N.E.T.*)

Fig. III-13

Câble à 24 paires coaxiales de 1,2/4,4 mm (*S.A.T.*)

L'isolement entre les deux conducteurs est obtenu au moyen de disques de polyéthylène (ils sont placés à intervalles réguliers sur le conducteur intérieur et ils maintiennent le conducteur extérieur à l'écartement voulu) ou d'un tube de polyéthylène (à la fabrication, celui-ci est maintenu autour du conducteur central par une légère surpression d'air et il est pincé régulièrement sur celui-ci avant d'avoir durci). Les conducteurs extérieurs sont recouverts de feuillards d'acier dont la présence contribue à améliorer la diaphonie. Une fois terminées, les paires coaxiales sont assemblées dans des enveloppes analogues à celles des câbles à paires symétriques. Un câble à quatre paires coaxiales de 2,6/9,5 mm et qui comprend aussi quelques quartes auxiliaires constitue l'ossature du réseau français de liaisons à grande distance (plus de 6 000 km). Les câbles à paires coaxiales de 1,2/4,4 mm contiennent quatre, six, huit, douze, dix-huit ou vingt-quatre paires coaxiales; souvent, on leur adjoint un certain nombre de quartes à paires combinables.

Outre les paires coaxiales normalisées de 2,6/9,5 mm et 1,2/4,4 mm, il convient de mentionner d'autres paires coaxiales de création récente:

— la paire 3,7/13,5 mm, à conducteur extérieur en aluminium, qui sera utilisée en France pour le système à 60 MHz (V. § 5.1.3);

— des micropaires coaxiales conçues pour les systèmes numériques de rapidité moyenne (8 Mbits/s, par exemple); de telles paires coaxiales sont déjà utilisées en Italie.

4.2. Caractéristiques électriques. — Lorsque le rapport des diamètres des conducteurs est égal à 3,6 et que la constante diélectrique de l'isolant est voisine de 1, l'inductance linéique est proche de 0,26 mH/km et la capacité linéique de 47 nF/km; ces valeurs sont voisines de celles d'une ligne en câbles à paires symétriques. Aux fréquences d'utilisation de la paire coaxiale, la résistance linéique est très inférieure à la réactance linéique $L\omega$ et l'impédance est très voisine de 75 ohms (V. § 1).

La ligne présentant une symétrie de révolution, il ne se produit ni effet de proximité, ni rayonnement et seul l'effet de peau est important; il en résulte une variation de l'affaiblissement proportionnelle à la racine carrée de la fréquence. A une fréquence de 1 MHz, cet affaiblissement est de 2,35 dB/km pour une paire coaxiale de 2,6/9,5 mm et de 5,2 dB/km pour une paire coaxiale de 1,2/4,4 mm.

La diaphonie entre paires coaxiales est suffisamment faible pour qu'il ne soit plus nécessaire de prévoir un câble par sens de transmission pour les liaisons en quatre fils, ce qui est une importante simplification.

5. ÉQUIPEMENTS

Quelle que soit la nature du signal transmis (fréquences vocales, signal multiplex à répartition en fréquences, impulsions codées), il est presque toujours nécessaire que le signal soit amplifié ou régénéré si l'on veut que l'information soit exploitable à la réception. Compte tenu des caractéristiques de la plupart des lignes, cette opération est indispensable dès que la longueur de la liaison dépasse quelques dizaines de kilomètres (seules les lignes aériennes échappent à cette règle). Elle est réalisée au moyen de répéteurs.

5.1. Équipements pour transmissions analogiques

5.1.1. Répéteurs. — Le choix de la distance entre points d'amplification (pas d'amplification) résulte de considérations théoriques et pratiques; sa valeur est généralement la plus grande possible compte tenu des objectifs de qualité fixés. Avec un câble déterminé, le pas d'amplification diminue à mesure que la largeur de la bande des fréquences transmises croît.

Le rôle de chaque amplificateur est évidemment de compenser l'affaiblissement d'une section de câble. La précision requise croît avec la largeur de la bande transmise: elle est voisine du centième sur les systèmes à grande capacité car il faut éviter les accumulations d'écarts qui conduisent à des différences de niveau inacceptables. Cela entraîne plusieurs conséquences. Tout d'abord, les amplificateurs doivent présenter un gain bien défini, et stable dans le temps, et leurs emplacements doivent être fixés d'une façon précise; dans le cas (inévitable en pratique) où il n'est pas possible d'installer un amplificateur à l'endroit voulu, des réseaux, dits *compléments de longueur*, sont installés pour apporter l'affaiblissement nécessaire. Par ailleurs, l'affaiblissement dû à une section de câble n'étant pas constant mais fluctuant avec la température, les répéteurs doivent comporter des dispositifs régulateurs permettant de compenser ces variations. Les erreurs résiduelles, dont l'effet cumulé pourrait être gênant, sont éliminées de place en place, en général à chaque station principale, lors d'une opération, appelée *égalisation*, qui consiste en un rajustement des niveaux.

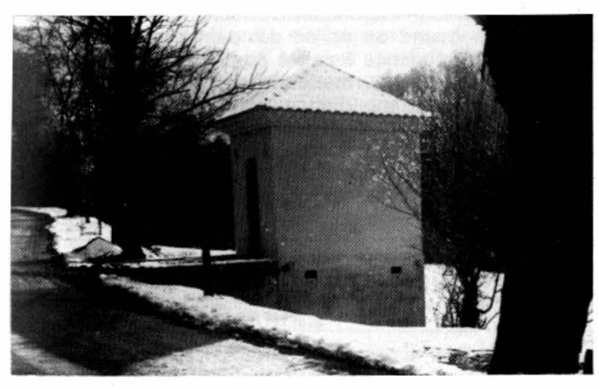


Fig. III-14 — Guérite abritant des équipements d'amplification de ligne (*C.N.E.T.*)

Deux sortes d'amplificateurs équipent les réseaux de télécommunications: les amplificateurs à tubes électroniques et les amplificateurs transistorisés (V. t. 1, Électronique, chap. 13). Les premiers sont installés dans des guérites (fig. III-14), car:

— ces appareils sont encombrants: chacun d'eux comporte deux chemins d'amplification (pour des raisons de sécurité) et un sytème d'alimentation assez lourd;

— ils doivent être placés en des lieux aérés pour que la chaleur produite par le fonctionnement des tubes puisse être évacuée;

— le personnel doit pouvoir accéder facilement à ce matériel pour les opérations de réparation et de maintenance.

L'encombrement des seconds est beaucoup plus faible, car le chemin d'amplification n'est pas doublé et l'alimentation est beaucoup plus simple. Par ailleurs, ces amplificateurs dissipent peu de puissance (donc de chaleur) et leur sécurité de fonctionnement est très grande. En France, ces amplificateurs sont généralement logés dans des pots en laiton étamé installés dans des chambres souterraines bétonnées. Il avait même été envisagé de protéger le pot par une enveloppe en fonte et d'enfouir le tout en pleine terre, comme le câble. Cette solution a été écartée en raison du temps perdu en travaux de fouilles lorsqu'il faut équiper de nouvelles paires qui n'étaient pas encore en service et aussi lorsqu'il faut remplacer un répéteur défectueux (ce qui est rare).

L'alimentation des amplificateurs à tubes est faite sous une tension continue de quelques centaines de volts (pour la polarisation des électrodes) et il faut fournir aussi le courant de chauffage des filaments. Une première possibilité consiste à équiper chaque station de redresseurs alimentés par le réseau d'énergie électrique et même d'un groupe électrogène (pour remplacer le réseau en cas de défaillance de celui-ci). Une telle solution a été effectivement appliquée autrefois, mais elle est lourde et coûteuse. Elle ne peut être retenue que pour des systèmes à grand pas d'amplification. Il a paru préférable d'alimenter les amplificateurs par l'intermédiaire du câble servant à la transmission du signal, chaque amplificateur comportant des dispositifs destinés à séparer le signal et le courant d'alimentation. Les répéteurs sont alors dits *téléalimentés*. Pour obtenir la tension nécessaire, la téléalimentation est faite en courant alternatif et le redresseur qui équipe l'appareil est alimenté à travers un transformateur. Pour les systèmes à tubes électroniques à 4 MHz et à 12 MHz sur paires coaxiales, l'intensité du courant de téléalimentation est proche d'un ampère, ce qui est déjà important. Les amplificateurs à transistors ne comportent pas de système d'alimentation. Ils sont alimentés en série par un courant continu dont l'intensité est voisine de 100 mA (pour les systèmes français). La tension d'alimentation est proche d'une vingtaine de volts. C'est cette simplification des équipements qui a conduit à mettre au point la paire coaxiale de 1,2/4,4 mm. En effet, il était plus avantageux d'utiliser une paire coaxiale de diamètre plus petit et de rapprocher les répéteurs dès lors qu'ils étaient faciles à implanter, fiables, et ne nécessitaient qu'un système de téléalimentation relativement simple.

5.1.2. Exemples de liaisons sur paires symétriques. — On peut citer un système transistorisé à quatre fils sur paires symétriques qui permet de transmettre cent vingt voies. La bande passante s'étend de 60 à 552 kHz. Le gain du répéteur à 552 kHz est de 36 dB environ; le pas d'amplification est compris entre 7,7 et 9,7 km (selon le câble). Ce système équipe un certain nombre de câbles existants; en effet, on n'installe pas de câbles neufs en raison du coût élevé de l'opération (on sait qu'il faut un câble par sens de transmission).

Il y a plusieurs années, cette raison a d'ailleurs conduit à dépupiniser un certain nombre de quartes de câbles interurbains basse fréquence pour installer des systèmes du type $N + N$ (V. ci-dessus) qui procurent douze voies. La bande passante est comprise entre 12 et 132 kHz. Ces systèmes étant initialement équipés d'amplificateurs à tubes électroniques, on s'est efforcé d'allonger le pas d'amplification au maximum (il atteint dix-sept kilomètres) en choisissant des amplificateurs de grand gain (56 dB). Dans chaque section élémentaire se produit un affaiblissement important qui oblige à faire des transpositions de fréquence à chaque répéteur pour se prémunir contre les phénomènes de « diaphonie par troisième fil ». Une version transistorisée a succédé à la version initiale à tubes.

L'utilisation de répéteurs transistorisés a conduit à la mise au point d'un autre système 12 + 12, de conception différente du précédent. Les répéteurs sont suffisamment rapprochés (à la fréquence maximale, le gain, n'est que de 30 dB) pour qu'il soit inutile de faire des transposi-

tions de fréquences. Un autre système $N + N$, plus récent, d'une capacité de trois cents voies, destiné à être installé sur les mêmes paires que les systèmes 12 + 12, comporte un amplificateur tous les pas Pupin (soit tous les 1 830 m) ; un seul de ces systèmes peut être installé par câble.

5.1.3. Exemples de liaisons sur paires coaxiales

— *Équipements à tubes électroniques.* Deux sortes de liaisons entrent dans cette catégorie ; elles sont réalisées sur des câbles à paires de 2,6/9,5 mm. Le système à 4 MHz, qui procure neuf cent soixante voies, a été le premier système français de grande capacité. La bande transmise s'étend de 60 kHz à 4 MHz ; le pas d'amplification est de 9 km et le gain de l'amplificateur est de 42 dB à 4 MHz.

Le système à 12 MHz (fig. III-15), dont la capacité est de deux mille sept cent soixante voies, est une extension du précédent. Les fréquences transmises sont comprises entre 60 kHz et 12 MHz ; le pas d'amplification est de 4,5 km et le gain de l'amplificateur est de 37 dB à 12 MHz.

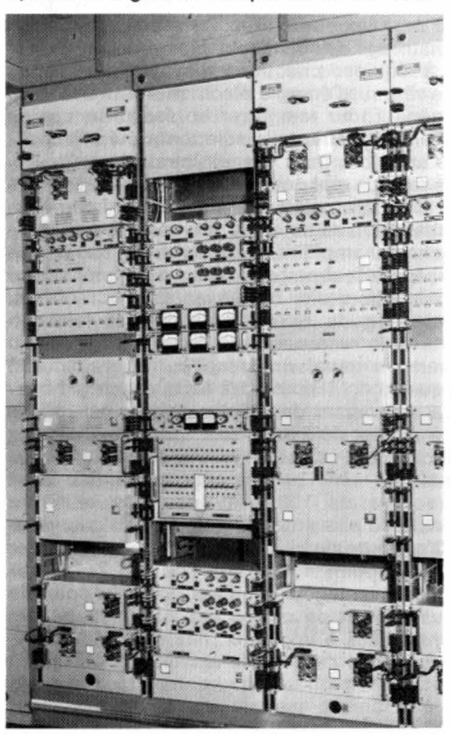


Fig. III-15 Équipements d'amplification du système à 12 MHz à tubes (*C.N.E.T.*)

— *Équipements transistorisés.* Les premières liaisons de grande capacité à équipements transistorisés ont été réalisées sur des paires coaxiales de 1,2/4,4 mm. Les caractéristiques des principales liaisons sont résumées dans le tableau suivant (le système à 60 MHz est pour le moment en cours d'expérimentation).

5.2. Équipements pour transmissions numériques.

Les répéteurs-régénérateurs des équipements pour transmissions numériques ont une constitution différente de celle des amplificateurs pour transmissions analogiques ; ils comprennent une partie amplificatrice et également un circuit d'horloge (pour la synchronisation ; V. chap. 10) et des circuits dits de décision (pour détecter les présences simultanées d'une impulsion reçue et d'une impulsion d'horloge) et des circuits de régénération (qui émettent une impulsion pour chaque impulsion détectée). Pour un nombre de voies déterminé, les amplificateurs inclus dans les répéteurs-régénérateurs doivent amplifier une bande de fréquences bien plus grande que ceux des équipements pour transmissions analogiques (dans ce dernier cas, la bande de fréquences est environ dix fois plus petite). Heureusement, leur amplification n'a pas besoin d'être aussi précise et aussi linéaire car les défauts des amplificateurs successifs ne s'ajoutent pas puisque les impulsions sont réémises à chaque répéteur-régénérateur (et pas seulement amplifiées). L'amplificateur n'est utile que pour amener l'impulsion reçue à un niveau qui permette son identification malgré les parasites dus à la diaphonie et au bruit de fond.

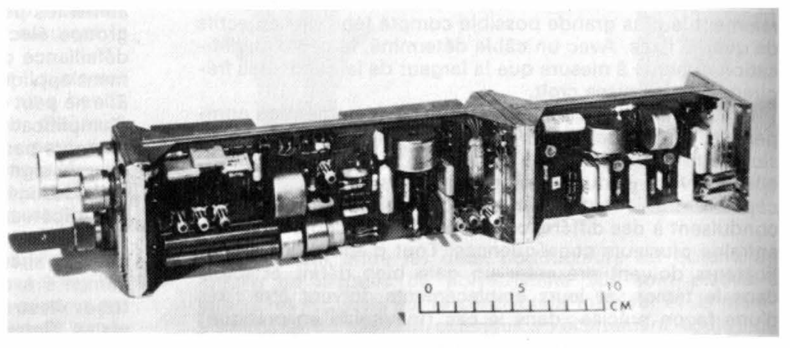


Fig. III-16 — Amplificateur de ligne du système transistorisé à 6 MHz (*S.A.T.-C.N.E.T.*)

Le *système M.I.C. à 36 voies* a été le premier exemple français d'équipement pour transmissions numériques ; il procure des liaisons point à point et est très intéressant dans les zones urbaines où il permet d'augmenter le nombre de circuits entre centraux, sans qu'il soit nécessaire de poser de nouveaux câbles. On utilise des câbles à paires symétriques existants, dont la diaphonie importante ne permet pas l'emploi de systèmes à courants porteurs. Le pas de régénération est fonction du câble ; il est, par exemple, de 1 830 m quand on utilise des paires dépupinisées de câbles basse fréquence à paires combinables (il peut être plus court avec d'autres modèles de câble). Les paires des sens aller et retour appartiennent au même câble mais, en général, elles doivent être choisies en tenant compte de certaines règles qui garantissent que l'affaiblissement paradiaphonique est inférieur à la limite requise (paires aller et retour suffisamment éloignées l'une de l'autre). Les

Désignation	Système à 1,3 MHz	Système à 6 MHz (fig. III-16)	Système à 12 MHz	Système à 60 MHz
Capacité (nombre de voies téléphoniques) . . .	300	1 260	2 700	10 800
Bande passante	60 kHz à 1,3 MHz	60 kHz à 6 MHz	300 kHz à 12 MHz	4 MHz à 60 MHz
Pas d'amplification	6 km pour paire 1,2/4,4 mm	3 km pour paire 1,2/4,4 mm	4,5 km pour paire 2,6/9,5 mm 2 km pour paire 1,2/4,4 mm	1,5 km pour paire 2,6/9,5 mm 2 km pour paire 3,7/13,5 mm
Gain de l'amplificateur	36 dB à 1,3 MHz	38 dB à 6 MHz	37 dB à 12 MHz	27 dB à 60 MHz

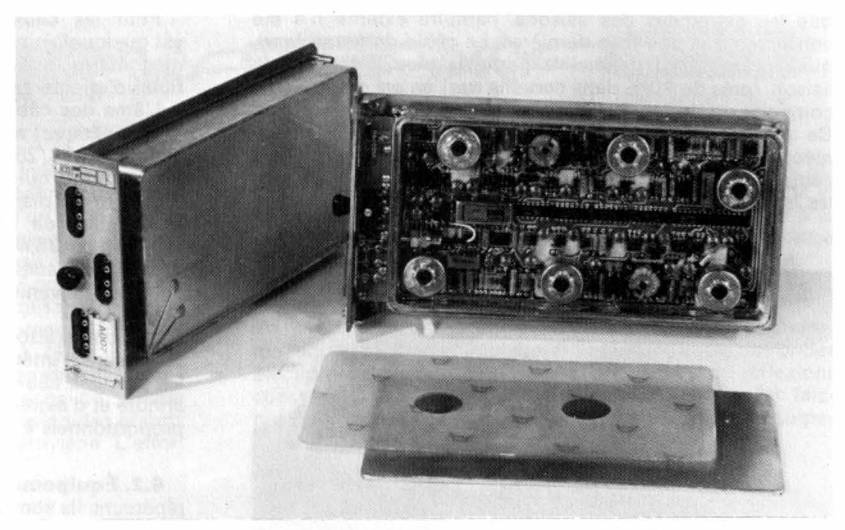


Fig. III-17 — Répéteur-générateur du système M.I.C. à 30 voies (*C.I.T.-Alcatel*)

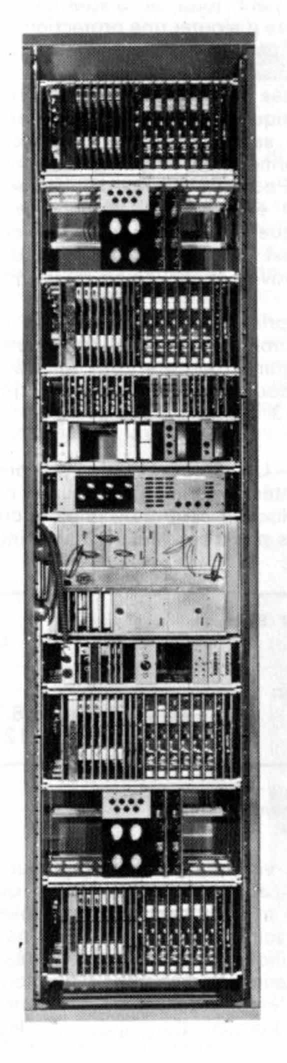


Fig. III-18

Baie comportant 4 extrémités à 30 voies téléphoniques M.I.C., un multiplexeur, un faisceau hertzien et des équipements annexes (*S.A.T.*)

règles de sélection varient d'un modèle de câble à un autre.

Le *système M.I.C. à 30 voies* (fig. III-17 et III-18) plus récent que le précédent l'a maintenant remplacé. Lui aussi est installé sur des câbles à paires symétriques. Le pas de régénération est du même ordre de grandeur que celui du système M.I.C. à 36 voies.

Un système à 120 voies est en étude. Il sera installé sur des câbles à paires symétriques spéciaux (V. § 3.3.3) *conçus pour les systèmes M.I.C.* ou sur des câbles à micro-paires coaxiales (V. § 4.1). Enfin, des études sont en cours en vue de mettre au point des systèmes M.I.C. de capacité comparable à celle des systèmes analogiques à 6 et 12 MHz.

6. CÂBLES SOUS-MARINS

Si les liaisons téléphoniques sous-marines et les liaisons terrestres analogiques sont identiques dans leur principe, elles sont cependant de réalisation assez différente. En effet, un câble sous-marin doit supporter des contraintes mécaniques et électriques beaucoup plus sévères qu'un câble souterrain. Par exemple, au moment de l'immersion, il est soumis à des tensions mécaniques considérables et, par la suite, il doit résister à la pression des grands fonds (certains câbles se trouvent à plus de 5 000 m de profondeur). De plus, si la pose du câble terrestre et l'installation des répéteurs associés sont deux opérations indépendantes, l'immersion des répéteurs sous-marins doit se faire en même temps que celle du câble (le passage de ces répéteurs sur le tambour de pose et leur raccordement au câble soulèvent des difficultés considérables). Et, comme toute intervention est longue et coûteuse, la fiabilité de ces équipements doit être supérieure à celle des liaisons terrestres.

En ce qui concerne le fonctionnement, les câbles sous-marins présentent une particularité importante. Alors que sur les liaisons terrestres sur paires coaxiales, on téléalimente généralement sur une section de soixante kilomètres environ, exceptionnellement quatre-vingts, au contraire, pour les câbles sous-marins, il n'est pas possible de constituer plusieurs sections de téléalimentation et, si la liaison est longue, la tension à appliquer à l'entrée de la ligne peut atteindre plusieurs milliers de volts.

La sécurité de fonctionnement, indispensable pour ces liaisons, impose l'emploi de composants tout à fait spéciaux et oblige à prendre des précautions extraordinaires à tous les stades de la fabrication. De plus, toujours pour des raisons de sécurité, presque toutes les liaisons téléphoniques sous-marines, en tout cas toutes les liaisons françaises, sont du type $N + N$. En effet, si deux câbles sous-marins sont posés entre deux stations, la rupture accidentelle de l'un interrompt tout trafic si la liaison est du type quatre fils, alors qu'une moitié seulement des circuits est hors d'usage si l'on a deux liaisons $N + N$ (ce même raisonnement ne s'applique pas aux liaisons terrestres, car les paires aller et retour d'une liaison en quatre fils font partie du même câble, tandis que deux paires coaxiales sous-marines constituent deux câbles différents situés à une certaine distance l'un de l'autre).

6.1. Constitution des câbles

6.1.1. Câble à armure externe. — Un câble sous-marin coaxial à armure externe comporte un conducteur central en cuivre, d'un diamètre assez grand (par exemple, 4,3 mm dans les spécifications françaises), entouré d'une couche de polyéthylène massif. L'âme ainsi constituée, dont le diamètre est alors de 15,5 mm, est recouverte du conducteur extérieur, formé de bandes de cuivre enroulées en hélice et fortement frettées.

Extérieurement, un matelas protecteur de fils d'acier enrobés et garnis d'une couche de filins de jute constitue la partie purement mécanique du câble : c'est cette armure qui, d'une part, supporte les efforts de pose ou de relevage et, d'autre part, après la pose, protège le câble des érosions, rochers, chaluts, ancres de bateau, etc.

De tels câbles équipent les liaisons Marseille-Alger (1957) et Perpignan-Oran (1961). Ces liaisons, dites souvent de première génération, ont une capacité de (80 + 80) voies.

6.1.2. Câbles à armure interne. — Pour diminuer l'affaiblissement linéique et augmenter le nombre de voies des câbles sous-marins, on a été conduit à modifier la construction des câbles.

La partie immergée à de grandes profondeurs n'ayant pas besoin d'une protection mécanique aussi importante

que les extrémités des liaisons, l'armure externe n'a été conservée que pour ces dernières. Le câble de grand fond, qui représente en général la partie la plus longue de la liaison (près de 90 % dans certains cas) en est démuni et il comporte un porteur central pour supporter tous les efforts. Ce porteur est formé de fils d'acier, à haute résistance mécanique, placés à l'intérieur du conducteur central du câble; en effet, ce conducteur a une forme tubulaire, car les fréquences des signaux à transmettre sont grandes.

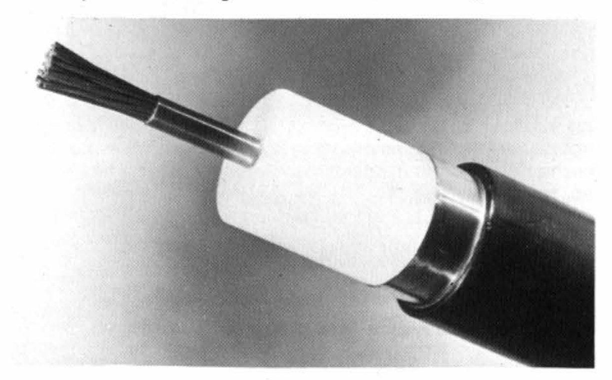


Fig. III-19 — Câble de grand fond de 8,38/38,1 mm (*C.N.E.T.*)

Ainsi, un câble de grand fond comprend (fig. III-19) :

— un conducteur central composite formé d'une corde de fils d'acier et d'une bande de cuivre repliée et soudée longitudinalement;

— une couche de polyéthylène massif dont le diamètre extérieur est, soit 25,4, soit 38,1 mm;

— un conducteur extérieur formé d'une bande de cuivre appliquée longitudinalement;

— une enveloppe de polyéthylène de couleur noire.

Des câbles à armure interne ont été utilisés pour les liaisons: continent-Corse (1966), Perpignan-Tétouan (1967), Marseille-Bizerte (1969). Ces liaisons, de seconde génération, comportent des amplificateurs à tubes; leur capacité est égale à 128 + 128 voies. Ce sont également de tels câbles qui ont permis la réalisation de liaisons de plus grande capacité. Ainsi, une paire coaxiale 8,38/25,4 mm a servi pour établir la liaison à cent soixante voies Marseille-Beyrouth (1970). Elle est aussi utilisée pour les liaisons à six cent quarante voies de courte et de moyenne longueurs (Alger-Marseille, 1972). Par ailleurs, une paire de 8,38/38,1 mm, d'affaiblissement inférieur à la précédente, est employée pour les liaisons à six cent quarante voies de grande longueur. Cette substitution procure un double avantage: la diminution du nombre de répéteurs, consécutive à l'allongement du pas d'amplification, entraîne une réduction du bruit et une amélioration de la fiabilité.

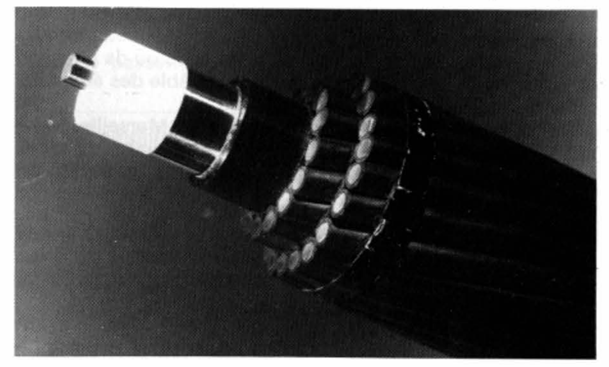
En conclusion, on peut signaler que l'on distingue trois sortes de câbles:

— le câble de grand fond;

— le câble de petit fond à simple armure;

— le câble d'atterrissement à double armure (fig. III-20).

Fig. III-20 — Câble d'atterrissement à double armure (*C.N.E.T.*)



Pour les câbles de petit fond et d'atterrissement, il est quelquefois nécessaire d'ajouter une protection électromagnétique contre les perturbations électriques susceptibles d'affecter la transmission.

L'âme des câbles armés (avec ou sans protection électromagnétique) est identique à celle du câble de grand fond (paire de 8,38/25,4 mm), sauf en ce qui concerne le conducteur central, qui est formé d'un fil de cuivre massif de 8,38 mm de diamètre. Pour des raisons d'encombrement, le diamètre de l'isolant extérieur qui entoure ce fil est toujours de 25,4 mm, quel que soit le modèle de câble de grand fond auquel il est associé. Les fils d'armure sont en acier galvanisé recouvert d'une gaine de polychloroprène.

La comparaison des prix des différents câbles montre clairement l'intérêt économique des solutions retenues: les prix des câbles de grand fond, de petit fond à simple armure et d'extrémité à double armure, sont respectivement proportionnels à 1, 2 et 3.

6.2. Équipements. — Un câble est équipé de nombreux répéteurs. Ils sont alimentés en série par un courant continu qui circule dans le conducteur central de la paire coaxiale et revient par la mer. Les pas d'amplification sont indiqués dans le tableau suivant:

Nombre de voies du système	80	128	160	640
Pas d'amplification en milles nautiques (¹)	16	20	19	8,7 (²) 12,4 (³)

1. Un mille nautique représente 1 852 m
2. Liaisons de courte ou de moyenne longueur
3. Liaisons de grande longueur

Les liaisons à quatre-vingts et à cent vingt-huit voies comportent des amplificateurs à tubes, tandis que les liaisons à cent soixante et à six cent quarante voies sont transistorisées. Les capacités réduites des liaisons de la première catégorie s'expliquent par le caractère très particulier des tubes sous-marins: la recherche d'une longévité exceptionnelle impose l'emploi de certaines technologies qui ne permettent pas d'obtenir de grandes bandes passantes et, par ailleurs, la chute de tension par amplificateur empêche de raccourcir le pas d'amplification en dessous d'une certaine limite (la tension à appliquer est trop grande s'il y a trop de répéteurs). Le transistor, dont l'apparition a été une source de simplifications et d'économies dans le cas des systèmes terrestres, a également fait faire un progrès décisif à la téléphonie sous-marine en permettant d'élargir considérablement les bandes des fréquences transmises. Cette évolution est illustrée par le tableau suivant:

Équipements	Système	Gain à la fréquence maximale de la bande	Bande transmise
À tubes	80 + 80 voies	51 dB	24 - 550 kHz
	128 + 128 voies	49 dB	100 - 1 000 kHz
À transistors	160 + 160 voies	51 dB	60 - 1 200 kHz
	640 + 640 voies	45 dB	300 - 5 000 kHz

Du point de vue mécanique, la conception des répéteurs fut délicate, car il faut que l'appareil puisse passer sur le tambour de pose du navire câblier et qu'il résiste à la pression des grands fonds. Pour le système à (80 + 80) voies, le problème a été résolu en adoptant une structure souple (fig. III-21) : le répéteur est constitué par quatre cylindres d'acier, appelés « tonneaux », recouverts de polyéthylène et reliés entre eux par des connexions

Fig. III-21



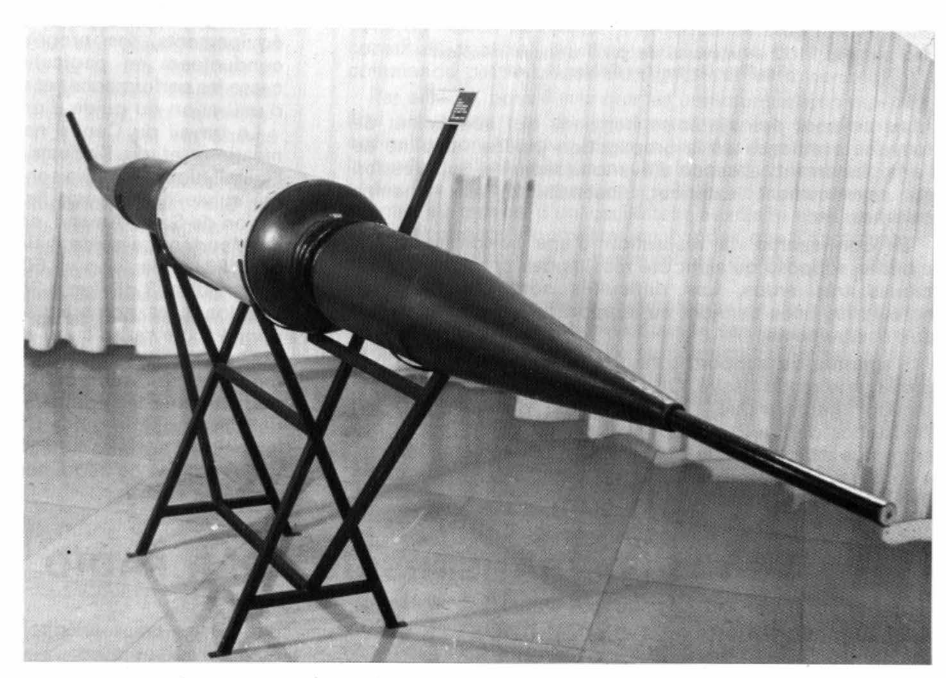
Répéteur à 80 + 80 voies (*C.I.T.-Alcatel-C.N.E.T.*)

souples ; au moulage, les gaines de polyéthylène entourant ces connexions sont soudées au polyéthylène recouvrant les tonneaux. L'ensemble est recouvert d'un tube flexible d'acier. Les efforts de traction sont transmis par l'intermédiaire d'une armure constituée par une tresse de fils d'acier.

La structure en tonneaux impose des connexions de longueur excessive et elle n'est pas utilisable pour la transmission de signaux de haute fréquence (plus de 1 MHz par exemple). Pour le système à (128 + 128) voies et pour les suivants, l'ensemble des organes électriques (bloc électronique) est disposé dans un unique boîtier en acier conçu pour résister à la pression des grands fonds et isolé par un surmoulage en polyéthylène. L'effort de traction, auquel est soumis le câble pendant la pose, est supporté par une carcasse en fibre de verre qui entoure le boîtier. À chaque extrémité, un système d'articulation à la cardan transmet les efforts du porteur central à la carcasse et vice versa.

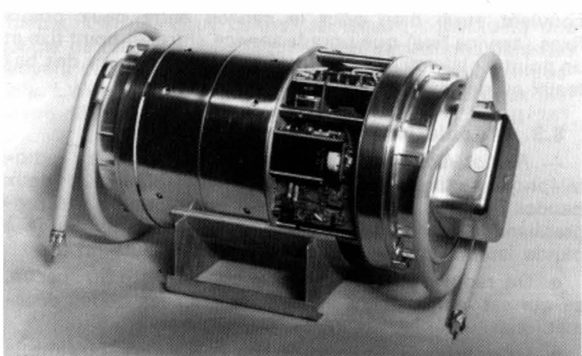
7. GUIDE D'ONDES

Un guide d'ondes est un cylindre métallique creux, de forme rectangulaire ou circulaire, à l'intérieur duquel des ondes électromagnétiques peuvent se propager par réflexions successives. Les guides d'ondes sont utilisés dans les faisceaux hertziens, pour raccorder les antennes aux équipements.



Aspect extérieur d'un répéteur sous-marin rigide (*C.I.T.-Alcatel*)

Ci-dessous : Bloc électronique d'un répéteur sous-marin et le boîtier en acier destiné à recevoir ce bloc (*C.I.T.-Alcatel C.N.E.T.*)





On distingue deux modes de propagation, ceux pour lesquels le champ électrique de l'onde est situé dans le plan de section droite du guide d'onde (modes dits T.E. ou *transverse électrique*) et ceux pour lesquels c'est le champ magnétique qui est situé dans ce plan (modes dits T.M. ou *transverse magnétique*). À chaque mode de propagation est associée une fréquence de fonctionnement minimale appelée *fréquence de coupure* (en dessous de celle-ci l'affaiblissement croît très rapidement lorsque la fréquence diminue) ; pour un mode déterminé, cette fréquence de coupure varie, en raison inverse de l'aire de la section droite du guide d'ondes. Lorsque l'intérieur du guide est vide, (cas habituel), à des sections droites de quelques centimètres correspondent des fréquences de coupure de quelques gigahertz.

En général l'affaiblissement croît lentement avec la fréquence lorsque celle-ci est supérieure à la fréquence de coupure. Cependant dans un guide circulaire, avec un mode de propagation de type T.E. pour lequel le *champ magnétique est longitudinal*, l'affaiblissement décroît indéfiniment avec la fréquence. Cette propriété tout à fait remarquable a permis d'envisager l'utilisation de ce guide pour transmettre des bandes de fréquences incomparablement plus larges que celles qui peuvent être transmises sur les paires coaxiales.

À plusieurs égards (valeurs élevées des fréquences mises en jeu, procédés de modulation) les systèmes de transmission sur guides d'ondes s'apparentent aux faisceaux hertziens, qui font l'objet des paragraphes suivants.

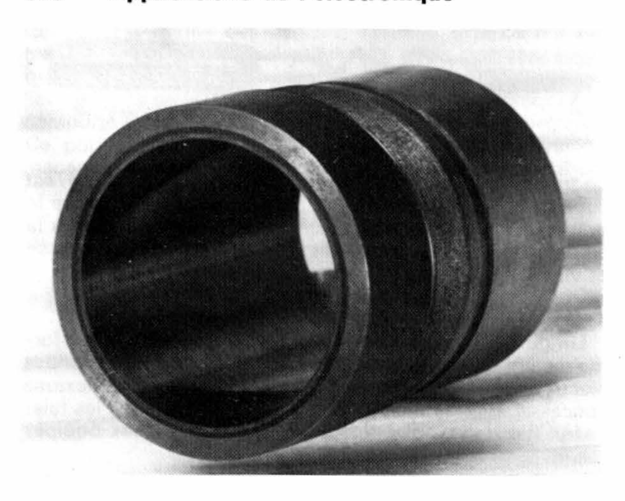


Fig. III-22 — Morceau de guide d'ondes hélicoïdal
(*Geoffroy Delore-Les Câbles de Lyon*)

Mais ce sont des systèmes hertziens qui bénéficient de tous les avantages de la propagation guidée : stabilité de l'affaiblissement, absence d'évanouissements, suppression du rayonnement extérieur, insensibilité aux champs externes, etc.

En contrepartie, la réalisation d'une liaison en guide d'ondes suppose qu'aient été résolus des problèmes techniques très ardus. Les difficultés sont d'une double nature : les unes tiennent au support lui-même, les autres aux équipements.

S'agissant du support, il faut faire en sorte que seul se propage le mode désiré. Or, de très légers défauts (déformation géométrique, imperfections d'alignement) et l'existence de courbures sur le trajet du guide font apparaître des distorsions de phase et des phénomènes dits de « conversion de mode » qui concourent à rendre le guide impropre à l'exploitation.

Ces effets, d'autant plus sensibles que la fréquence augmente, comptent parmi les facteurs qui limitent les possibilités du guide d'ondes en haute fréquence.

Quant aux équipements, la valeur très grande des fréquences de fonctionnement rend leur réalisation particulièrement délicate. Cette difficulté constitue la seconde cause de limitation de l'emploi du guide d'ondes.

En ce qui concerne le guide lui-même, il importe de choisir un mode de réalisation qui favorise la propagation du mode voulu et gêne celle des modes indésirables. Le moyen théorique consiste à constituer le guide en empilant alternativement des rondelles conductrices et isolantes, de façon à annuler la conductivité longitudinale. En pratique, on obtient ce résultat d'une manière approchée en tapissant l'intérieur d'un cylindre avec du fil de cuivre émaillé disposé en hélice (guide hélicoïdal, fig. III-22). Le mode de pose, les procédés de raccordement, les méthodes de mesure permettant de contrôler la déformation du guide posé et de vérifier sa qualité, ont fait et font encore l'objet d'études approfondies. Un soin tout particulier est apporté à la façon de réaliser les courbures du trajet. Du côté des équipements, les progrès des composants, des semi-conducteurs en particulier, permettent d'améliorer sans cesse les performances et d'élargir constamment le domaine d'utilisation du guide d'ondes.

Le travail du Centre national d'études des télécommunications et de l'industrie française s'est concrétisé par l'installation d'une liaison expérimentale à Lannion qui a été suivie d'une autre liaison reliant la station d'amplification de Saint-Amand, située à Paris, et la tour hertzienne de Meudon. Le guide, hélicoïdal, est constitué de tronçons de 2,88 m de long et 50 mm de diamètre. L'affaiblissement est de 3 dB/km à 35 GHz et de 2 dB/km à 70 GHz. Les longs et nombreux essais qui ont été réalisés ont donné toute satisfaction et ont été riches d'enseignements. Les efforts qui se poursuivent actuellement en vue de rendre la fabrication du guide plus économique et aussi de perfectionner les équipements donnent de bonnes raisons de penser que le guide d'ondes sera prêt à temps lorsque les paires coaxiales ne suffiront plus pour procurer les très larges bandes de fréquences qui seront nécessaires dans les années à venir.

TRANSMISSION PAR RADIO

8. LIAISONS RADIO PAR ONDES COURTES

8.1. Intérêt. — Pendant plusieurs dizaines d'années, le seul moyen de transmission pour la téléphonie intercontinentale a consisté à utiliser la propagation des ondes décamétriques (longueur d'onde comprise entre 10 et 100 mètres) par réflexion sur l'ionosphère. Pour la télégraphie, on disposait en outre de quelques câbles sous-marins. Un réseau mondial extrêmement important de liaisons radio à « ondes courtes » a donc été développé jusqu'à l'apparition des câbles sous-marins téléphoniques à amplificateurs immergés et des satellites de télécommunications. Actuellement, les liaisons radio ont presque disparu sur les artères à grand trafic mais elles seront encore utilisées pendant de nombreuses années sur des artères à faible trafic, en raison de leur commodité et de leur faible prix de revient.

8.2. Caractéristiques. — Ce type de liaison se caractérise par les propriétés suivantes :

— Les puissances des émetteurs sont relativement faibles (quelques dizaines de watts à quelques dizaines de kilowatts), compte tenu des distances très grandes franchies d'un seul bond (jusqu'à plusieurs milliers de kilomètres).

— Le choix de la fréquence de fonctionnement est fondamental : celle-ci doit être changée plusieurs fois par jour pour tenir compte des variations d'ionisation de la partie de l'ionosphère rencontrée sur le trajet.

— La capacité de transmission de chaque canal radioélectrique est très limitée et, en général, elle ne dépasse pas quatre voies téléphoniques ou quelques dizaines de voies télégraphiques.

— Cette sorte de liaison est d'un emploi très souple et convient aussi bien pour le service entre deux points fixes (service fixe) que pour le service entre un point fixe et un point mobile ou entre des points mobiles comme des bateaux ou des avions (service mobile).

8.3. Modulation utilisée

— *Radiotéléphonie*. Pendant longtemps, la radiotéléphonie utilisait la modulation d'amplitude à deux bandes latérales. Cependant, cette modulation a été progressivement remplacée par la modulation d'amplitude à bande latérale unique (B.L.U.), pour plusieurs raisons :

- On réduit ainsi de moitié l'encombrement du spectre, ce qui est extrêmement intéressant pour les ondes décamétriques.
- La puissance émise peut être plus faible, puisque la puissance correspondant à une bande latérale ne dépasse pas le quart de la puissance totale d'une émission à double bande avec porteuse.
- Les distorsions dues à la propagation par trajets multiples sont diminuées, puisque ces distorsions décroissent rapidement avec la largeur de bande occupée.

La bande latérale supprimée est remplacée par une autre bande latérale correspondant à un autre signal, dans l'émission à bandes latérales indépendantes (B.L.I.). On arrive même à multiplexer deux voies téléphoniques de chaque côté de la fréquence porteuse (celle-ci étant elle-même réduite ou supprimée), ce qui conduit à une transmission de quatre voies téléphoniques par émetteur. La

largeur de chaque voie téléphonique est généralement limitée à 3 kHz.

— *Radiotélégraphie*. Initialement, la radiotélégraphie utilisait des émetteurs spéciaux modulés en fréquence, c'est-à-dire qu'il y a une fréquence de travail et une fréquence de repos, l'écart entre ces deux fréquences étant de quelques centaines d'hertz. La tendance actuelle est de transmettre la télégraphie au moyen d'émetteurs de radiotéléphonie, en remplaçant une voie téléphonique par un multiplexage de douze à vingt-quatre voies télégraphiques. Celles-ci sont placées côte à côte dans le spectre de la voie téléphonique, un espacement de 170 Hz étant ménagé entre les spectres de deux voies télégraphiques consécutives.

8.4. Liaisons du Service Fixe. — Pour des liaisons entre points fixes, les installations sont souvent importantes et dispersées. En effet, les émetteurs sont généralement placés dans un *centre émetteur* possédant un terrain très grand pour loger toutes les antennes dont certaines, telles que les antennes-losanges, ont plusieurs centaines de mètres de côté. Les récepteurs sont placés dans un *centre récepteur*, éloigné à la fois du centre émetteur et des sources de parasites (usines, lignes électriques, lignes de chemin de fer électrifiées, etc.). En revanche, le *centre de liaisons au réseau* (C.L.R.), qui est chargé d'assurer la liaison entre le réseau radio et le réseau fil, est généralement installé à proximité immédiate d'un central téléphonique interurbain important. Il est relié par câbles au centre émetteur et au centre récepteur. Le schéma d'une communication radiotéléphonique (fig. III-23) montre qu'une liaison radio est équivalente à une liaison à quatre fils, car les deux sens de transmission sont distincts. Comme les liaisons par fils sont généralement à « deux fils », le centre de liaison au réseau doit donc assurer le passage de deux fils en quatre fils et inversement.

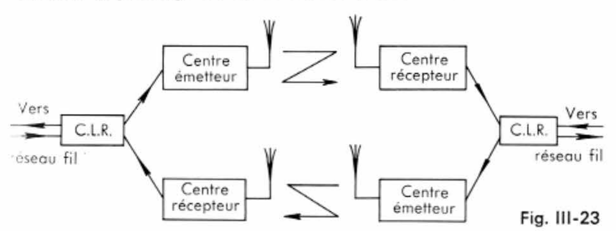


Fig. III-23

On sait que ce problème, classique en téléphonie, est cependant assez délicat à résoudre correctement, car on voit, sur la figure III-23, que l'ensemble des deux centres émetteurs et des deux centres récepteurs constituent une boucle de réaction dans laquelle des oscillations parasites peuvent prendre naissance, rendant la transmission impossible. L'élément essentiel qui permet ce passage deux fils-quatre fils est le transformateur différentiel (fig. III-24).

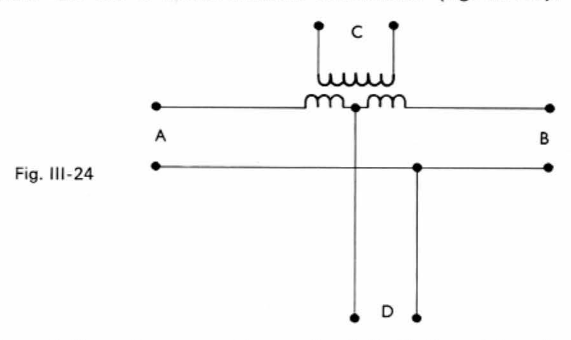


Fig. III-24

On peut démontrer que, si les accès *A*, *B*, *C*, *D* sont fermés sur des impédances convenables, l'énergie arrivant par l'un quelconque des accès est répartie par moitiés entre les accès adjacents et aucune énergie ne sort par l'accès opposé. Par exemple, le circuit deux fils peut être connecté en *A*, l'entrée de l'émetteur en *C* et la sortie du récepteur en *D*. En *B*, on doit placer une impédance convenable, pour qu'il n'y ait aucune transmission entre *D* et *C*. Mais, il est extrêmement difficile d'obtenir que la condition à remplir par l'impédance placée en *B* soit respectée pour toutes les fréquences qui peuvent être transmises. Il apparaît alors une boucle de réaction pour les fréquences où la condition n'est pas remplie.

Pour rendre le circuit totalement stable, on doit généralement insérer, en outre, un suppresseur de réaction dont le rôle est d'empêcher le fonctionnement simultané des voies d'émission et de réception, par des blocages appropriés. Pour cela, on installe sur chaque voie un détecteur de signal qui bloque la voie opposée lorsqu'il reçoit un signal. Par suite, un correspondant doit s'arrêter de parler pour que le signal, venant du correspondant opposé, puisse être transmis (on ne peut pas se couper la parole). Des lignes à retard sont nécessaires pour que la première syllabe ne soit pas mutilée par le système de blocage.

Comme la modulation utilisée en radiotéléphonie est la modulation d'amplitude, on est conduit à insérer des régulateurs de niveau du signal radio, d'une part, à l'émission pour éviter la surmodulation et, d'autre part, à la réception pour obtenir un fonctionnement correct du système de liaison au réseau. Ces régulateurs de niveau sont constitués par des amplificateurs linéaires dont le gain est commandé par le niveau du signal qui les traverse.

Par ailleurs, pour éviter que les communications puissent être comprises par des personnes munies de récepteurs ordinaires, on introduit, dans la liaison, des dispositifs qui la rendent inintelligible sans équipement spécial. Les procédés les plus couramment utilisés sont l'inversion du spectre au moyen d'un oscillateur auxiliaire et d'un filtre, et le découpage du spectre en bandes que l'on transmet après permutation (la permutation inverse est faite à l'autre extrémité).

En ce qui concerne la radiotélégraphie, le code morse est pratiquement abandonné dans le service fixe, au profit du code à cinq moments. Les équipements d'émission et de réception sont des téléimprimeurs (V. chap. 11). On peut utiliser la transmission directe, mais on lui préfère souvent la transmission automatique à partir d'une bande perforée, qui permet de corriger les erreurs à l'émission. La perforation est effectuée préalablement, soit à l'aide d'une perforatrice à clavier, soit dans un dispositif reperforateur-transmetteur, qui perfore une bande lorsqu'on applique à ses bornes une modulation télégraphique, puis qui assure la transmission de cette bande. On obtient ainsi une régénération des signaux.

Il existe des codes redondants (par exemple, le code Van Durren à sept moments), qui permettent de détecter les erreurs de transmission. On peut alors, si la transmission est bilatérale, demander automatiquement une répétition des signaux erronés jusqu'à ce que leur réception soit correcte.

8.5. Liaisons du Service Mobile. Pour les liaisons du service mobile, les installations sont différentes aux deux extrémités. L'une de celles-ci est généralement installée à terre ; elle ressemble beaucoup à une station de service fixe. En revanche, l'autre extrémité, installée sur un véhicule (avion, bateau) est beaucoup moins importante.

En général, la transmission se fait en alternat, c'est-à-dire que chaque correspondant est en écoute permanente (son émetteur est hors circuit) et il passe en émission en mettant hors circuit son récepteur lorsqu'il veut parler. De ce fait, les fréquences utilisées peuvent être les mêmes dans les deux sens.

La radiotélégraphie se fait encore largement en code morse pour les petites installations, les installations plus importantes utilisant un code à cinq moments et un téléimprimeur (V. chap. 11).

Les avions peuvent utiliser de hautes fréquences (ondes métriques et décimétriques) avec des portées de plusieurs centaines de kilomètres, compte tenu de l'altitude de vol, au-delà ils utilisent des ondes décamétriques.

En ce qui concerne les bateaux, les conditions de propagation imposent des fréquences plus basses.

Plusieurs bandes de fréquence sont réservées au trafic radiomaritime dans les gammes des ondes hectométriques et décamétriques. Les ondes hectométriques, de longueurs

d'onde voisines de 600 m, sont les plus utilisées. Les appels de détresse (S.O.S.) se font sur la fréquence de 500 kHz (600 m exactement) et toutes les stations côtières, ainsi du reste que les navires de quelque importance, doivent assurer une veille permanente sur cette fréquence. Toutefois la portée pratique de ces ondes ne dépasse guère 1 000 à 1 500 km.

Les ondes décamétriques sont également employées (bandes voisines de 4, 6, 8, 12, 16 et 22 MHz). Grâce à leur grande portée, elles permettent à des navires d'entrer directement en contact avec les stations de leurs pays d'origine, même quand ils en sont très éloignés.

Enfin, les fréquences intermédiaires voisines de 2 MHz (150 m) sont commodes pour assurer un trafic de proximité. Des installations de petite puissance (25 à 50 W) fonctionnant sur ces fréquences en téléphonie (ce qui permet de se passer d'opérateur spécialisé) sont très appréciées par les bateaux de pêche qui ne s'éloignent jamais de plus de quelques centaines de kilomètres de leur port d'attache.

On doit signaler également qu'il existe des services mobiles autres que le service mobile aéronautique, fonctionnant sur ondes métriques ou plus courtes. En effet, l'encombrement des fréquences utilisées pour les liaisons à grande et moyenne distance a conduit les services chargés des liaisons radiomaritimes à utiliser, pour les liaisons à courte distance, entre navires ou entre navires et stations terrestres, des appareils à ondes très courtes (gamme des ondes métriques, entre 150 et 170 MHz) à modulation de fréquence. La très grande stabilité de liaison, apportée par la modulation de fréquence, permet d'assurer des liaisons avec le réseau téléphonique avec des équipements extrêmement simples.

Des appareils analogues sont employés également par les administrations de divers pays pour assurer la liaison entre le réseau téléphonique général et les véhicules appartenant à des abonnés.

Une telle installation comporte des émetteurs fixes, un par fréquence utilisée, installés en un point bien dégagé, et des récepteurs répartis dans toute la zone à desservir, de façon à toujours être en mesure de recevoir correctement l'émission des véhicules. Chaque fréquence est utilisée pour desservir un certain nombre d'abonnés.

À bord des véhicules, il existe un émetteur-récepteur et un dispositif d'appel sélectif et de blocage qui ne permet pas à l'abonné d'appeler ou d'entrer en écoute si une autre conversation est en cours, et qui permet à l'opératrice, chargée de recevoir les appels venant du réseau téléphonique, d'appeler le seul véhicule demandé, par envoi d'un signal approprié.

9. FAISCEAUX HERTZIENS

9.1. Nature et caractéristiques générales de la transmission par faisceau hertzien. — L'utilisation d'ondes ultra-courtes a permis la mise au point d'un système de transmission, appelé faisceau hertzien qui, bien que de nature radioélectrique, possède cependant certaines caractéristiques qui l'apparentent un peu aux systèmes par câbles.

On sait que les ondes de fréquences assez élevées ne sont plus réfléchies par l'ionosphère et ne dépassent donc que difficilement l'horizon de l'antenne d'émission. Par suite, une longue liaison établie avec de telles ondes doit comporter un nombre plus ou moins grand de stations intermédiaires, chacune recevant le signal émis par la précédente et le réémettant après amplification (et éventuellement changement de la fréquence porteuse). Il y a donc une certaine analogie avec la transmission sur un câble comportant des amplificateurs régulièrement espacés.

Par ailleurs, les ondes de fréquences très élevées permettent l'utilisation d'antennes extrêmement directives : l'énergie émise est concentrée dans un faisceau dont l'ouverture angulaire est très réduite (elle est inversement proportionnelle au rapport du diamètre de l'antenne et de la longueur d'onde). On obtient ainsi des « gains » qui peuvent atteindre plusieurs dizaines de décibels ; cela permet d'établir des liaisons avec des puissances relativement faibles, ne dépassant généralement pas une dizaine de watts si deux stations successives sont en visibilité l'une de l'autre.

En principe, un faisceau hertzien est constitué par une succession de stations-relais comportant chacune, pour chaque sens de transmission, un émetteur, un récepteur et leurs antennes ; les deux stations terminales comportent en outre les équipements de modulation et de démodulation. En réalité, dans chaque station, on utilise généralement la même antenne pour l'émission et pour la réception dans une même direction ; par ailleurs, il peut exister des points nodaux où certains groupes de voies sont séparés pour être envoyés dans des directions différentes.

9.2. Différents faisceaux hertziens. — L'affaiblissement de propagation des ondes ultra-courtes augmente rapidement dès que les deux extrémités ne sont pas en visibilité l'une de l'autre, et cela a conduit à la mise au point de deux types de systèmes très différents.

Dans les systèmes de *faisceaux hertziens à visibilité directe*, de beaucoup les plus répandus, deux stations successives sont en visibilité l'une de l'autre (fig. III-25) ;

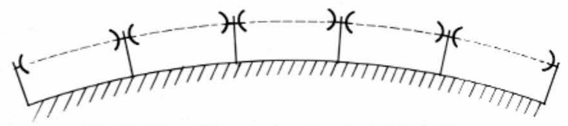


Fig. III-25 — Faisceau hertzien à visibilité directe

ainsi, des puissances d'émission relativement faibles, proches du watt, suffisent pour transmettre plusieurs milliers de voies téléphoniques. Pour que les distances entre les stations ne soient pas trop réduites, ce qui augmenterait trop leur nombre, celles-ci doivent être placées sur des points hauts, souvent loin des agglomérations, et quelquefois peu accessibles. Ce sont donc des systèmes qui conviennent bien aux pays ayant une assez grande densité de population. Les distances entre stations sont souvent comprises entre cinquante à quatre-vingts kilomètres.

Les systèmes de *faisceaux hertziens transhorizon* (fig. III-26) nécessitent des puissances beaucoup plus grandes, voisines de 1 à 10 kW et des antennes beaucoup plus développées.

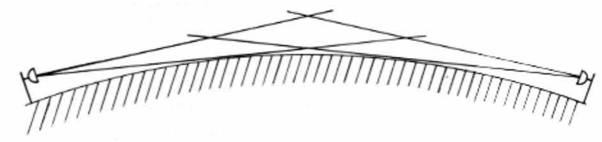


Fig. III-26 — Faisceau hertzien transhorizon

En outre, le nombre de voies que l'on peut transmettre est assez réduit et ne dépasse que rarement cent vingt. En revanche, la distance entre stations n'étant pas limitée strictement par des conditions de visibilité, on peut placer les stations à proximité des agglomérations que l'on veut desservir. L'installation sur un point haut, bien que toujours favorable, n'est pas obligatoirement nécessaire. La distance entre deux stations successives est comprise en général entre cent et quatre cents kilomètres.

9.3. Bandes de fréquences et plans de fréquences. De nombreuses bandes de fréquences sont utilisées pour le fonctionnement des faisceaux hertziens. Toutes correspondent à des ondes très courtes, ce qui est nécessaire pour transmettre des grandes largeurs de bande. En outre, pour ces fréquences, on peut réaliser des antennes à très grand gain, ce qui réduit d'autant la puissance d'émission à mettre en œuvre.

Sans entrer dans le détail des bandes de fréquences réservées à certains services, on peut dire que les principales bandes de fréquences, attribuées totalement ou partiellement aux faisceaux hertziens, sont les suivantes :

— *Ondes métriques*. — Les deux bandes de fréquences utilisées s'étendent, l'une de 70 à 86 MHz et l'autre de 146 à 174 MHz ; en France, cette dernière est partiellement attribuée aussi aux émissions de télévision. Les faisceaux

hertziens, réalisés dans ces bandes, sont à nombre de voies réduit (inférieur à vingt-quatre en général). Comme les gains d'antennes sont assez faibles, on réalise, soit des faisceaux hertziens à vue directe avec des puissances de quelques dizaines de watts, soit des faisceaux hertziens transhorizon avec des puissances voisines du kilowatt.

— *Ondes décimétriques.* — Dans ce domaine, on trouve également deux bandes de fréquences, l'une comprise entre 400 et 470 MHz, l'autre entre 790 et 960 MHz (partiellement attribuée aux émissions de télévision entre 790 et 860 MHz). Les faisceaux hertziens, réalisés avec ces bandes de fréquences, sont surtout transhorizon et les puissances d'émission sont comprises entre 1 et 10 kW; les antennes paraboliques utilisées ont des diamètres compris entre 10 et 30 mètres. La capacité de transmission atteint cent vingt voies téléphoniques. Une troisième bande (1700-2300 MHz) est surtout utilisée pour des faisceaux hertziens en visibilité directe pour les signaux M.I.C. (modulation par impulsions et codage; V. chap. 9). On l'utilise aussi pour des faisceaux hertziens transhorizon transmettant jusqu'à cent vingt voies sur des distances moyennes.

— *Ondes centimétriques.* — De nombreuses bandes de fréquences sont attribuées aux faisceaux hertziens, en particulier: 3,5-4,2 GHz; 4,4-5 GHz; 5,925-8,5 GHz; 10,7 à 13,25 GHz; 14,4 à 15,35 GHz; 17,7 à 19,7 GHz; 21,2 à 23,6 GHz. Les ondes centimétriques constituent la gamme de fréquences idéale pour les faisceaux hertziens en visibilité pour signaux modulés enfréquence. Les puissances sont comprises entre 0,2 et 10 watts. Les antennes sont des paraboloïdes de 2 à 4 mètres de diamètre. La capacité de transmission est très grande: elle peut atteindre plusieurs milliers de voies téléphoniques ou un programme de télévision.

Les fréquences supérieures à 10 GHz sont encore très peu utilisées, sauf la bande 10,7 à 13,25 GHz qui a donné lieu à quelques réalisations de faisceaux hertziens pour signaux numériques. Au-delà de 15 GHz environ, l'absorption des ondes par la pluie limite de plus en plus la distance entre stations-relais: elle peut descendre jusqu'à quelques kilomètres seulement dans les bandes des fréquences les plus élevées.

Des faisceaux hertziens transhorizon ont aussi été réalisés dans la bande qui s'étend de 4 400 à 4 600 MHz.

Une bande de fréquences attribuée à un faisceau hertzien est généralement divisée en deux sous-bandes de même largeur, séparées par un intervalle de protection. Dans chaque station, toutes les fréquences d'émission sont comprises dans une sous-bande et celles de réception dans l'autre; évidemment, il y a inversion des sous-bandes d'émission et de réception d'une station à l'autre. Chaque sous-bande est elle-même divisée en un certain nombre de canaux radioélectriques, dont la largeur est comprise entre 14 et 40 MHz pour les faisceaux hertziens à grand nombre de voies téléphoniques, mais qui peut n'être que de 7 MHz lorsque le nombre de voies ne dépasse pas trois cents (fig. III-27). Le nombre de canaux est alors de six ou huit dans le premier cas, mais atteint vingt dans le second. Cependant, ces nombres sont souvent un peu réduits, car un ou même deux canaux sont prévus à titre de secours pour parer aux défaillances possibles des autres canaux.

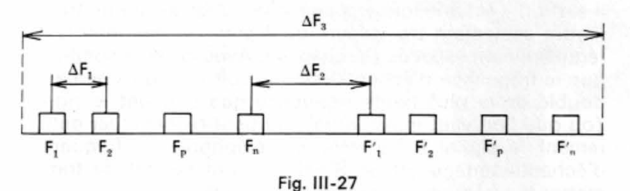


Fig. III-27

ΔF_1 : Écart de fréquence entre les canaux radioélectriques
ΔF_2 : Écart de fréquence entre les deux sous-bandes
ΔF_3 : Largeur totale de la bande de fréquence
$F_1 \ldots F_n$, $F'_1 \ldots F'_n$ } Fréquences centrales des canaux
n : Nombre de canaux

Pour une liaison bilatérale, on a le choix entre un plan à deux fréquences ou un plan à quatre fréquences (fig. III-28).

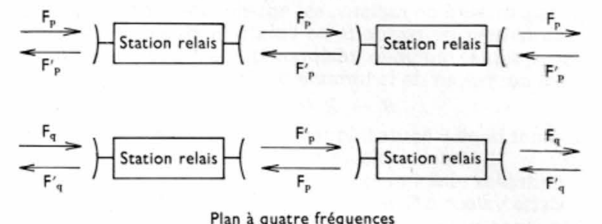


Fig. III-28 — Plans de fréquences

Dans le premier cas, on utilise le même couple de canaux pour les deux sens de transmission. Par suite, dans chaque station, pour les deux sens de transmission, les deux récepteurs sont accordés sur la même fréquence et il en est de même pour les deux émetteurs. Cette solution suppose donc que l'on ait un découplage suffisant entre les antennes correspondant aux deux tronçons successifs. Dans le second cas, on ne reprend les mêmes fréquences que toutes les deux stations. Chaque fois que cela est possible, on évite cette solution, car elle réduit de moitié le nombre de canaux disponibles.

Théoriquement, il n'est pas impossible d'utiliser deux fois le même canal radioélectrique sur le même tronçon et avec les mêmes antennes en profitant du découplage obtenu par l'emploi de deux polarisations croisées (les champs électriques des deux ondes émises sont orthogonaux). Cette solution, qui serait surtout adaptée aux systèmes à modulation numérique et qui permettrait de doubler leur capacité, n'a pas encore été employée, car certains aléas de propagation risquent d'entraîner le couplage entre polarisations.

9.4. Modulation utilisée — Systèmes analogiques et systèmes numériques. — Comme dans tout système radioélectrique, l'information est transmise grâce à une onde porteuse modulée. Cependant, pour une transmission par faisceau hertzien, des exigences particulières doivent être satisfaites et certains types de modulation ne peuvent être utilisés.

D'une part, un faisceau hertzien peut comporter de nombreux « bonds » successifs (emploi de nombreuses stations-relais). Or, le niveau du signal transmis (voies téléphoniques ou signal de télévision) doit être maintenu constant à l'extrémité de la liaison, bien que, sur chaque bond, les irrégularités de la propagation fassent varier dans de très larges limites le niveau de l'onde porteuse à l'entrée des récepteurs. Dans ces conditions, on doit obligatoirement utiliser un système de modulation tel que le niveau du signal transmis soit indépendant des variations du niveau de l'onde porteuse.

D'autre part, des normes internationales fixent la qualité minimale de la transmission par faisceau hertzien à un niveau très élevé. On doit donc choisir un système de modulation tel que cette qualité puisse être obtenue sans que l'on soit obligé d'utiliser des puissances ou des dimensions d'antennes exagérées.

Ces exigences ne sont heureusement pas incompatibles et elles ont conduit à deux systèmes de faisceaux hertziens: d'une part, les systèmes analogiques à modulation de fréquence, d'autre part, les systèmes à impulsions et les systèmes numériques, appelées aussi systèmes M.I.C.

9.4.1. Système analogique. — Ce système est caractérisé par le fait que le signal est conservé aussi fidèlement que possible tout au long de la transmission. Pour cela, on pourrait donc utiliser la modulation d'amplitude ou la modulation angulaire (phase ou fréquence). Cependant, pour tenir compte des exigences mentionnées plus haut, seule la modulation angulaire est envisageable car, dans ce cas, le niveau du signal transmis est indépendant du niveau de l'onde porteuse. On dit qu'on est en modulation de fréquence pure si l'excursion de fréquence δ (V. chap. 4) est indépendante du rang de la voie considérée et en modulation de phase pure si δ augmente proportionnellement au rang de la voie (dans ce dernier cas, l'écart de phase est

indépendant du rang de la voie). On sait que l'écart de phase, mesuré en radians, est appelé indice de modulation.

La largeur de bande B de l'onde modulée en fréquence par le signal multiplex téléphonique se calcule habituellement au moyen de la formule de Carson :

$$B = 2\ (f_m + \Delta F_c)$$

f_m étant la plus haute fréquence du multiplex téléphonique ;
$\Delta F_c = \delta_c$ étant l'excursion de fréquence produite par le multiplex téléphonique.

Cette valeur ΔF_c est proportionnelle à ΔF_0, excursion de fréquence pour une voie téléphonique (valeur quadratique moyenne). Le coefficient de proportionnalité dépend du nombre de voies téléphoniques ; il est donné par le tableau suivant, pour les nombres de voies les plus courants :

Nombre de voies	$\dfrac{\Delta F_c}{\Delta F_0}$
12	7,5
24	7,9
60	8,2
120	8,5
300	10,0
600	14,4
960	17,6
1 800	24,0
2 700	29,5

Pour des questions de facilité de filtrage et de réduction du bruit d'intermodulation, les largeurs de bande des circuits des récepteurs sont souvent nettement supérieures à la valeur B ainsi calculée.

Dans le cas des faisceaux hertziens téléphoniques, le bruit mesuré dans une voie est la somme du bruit thermique qui dépend du niveau reçu et du bruit d'intermodulation qui dépend surtout des caractéristiques de l'équipement et de la charge du système.

Si l'on considère un multiplex téléphonique à répartition en fréquences, dans lequel toutes les voies à transmettre sont transposées en fréquence dans des intervalles successifs jointifs de largeur 4 kHz et commençant, suivant le nombre de voies, à 12, 60 ou 300 kHz, on peut montrer que le rapport du signal et du bruit thermique dans une voie, est donnée par la relation suivante :

$$\frac{s}{n} = \frac{S}{N} \times \frac{B}{b} \left(\frac{\Delta F_0}{f}\right)^2$$

dans laquelle :

$\frac{s}{n}$ est le rapport du signal et du bruit dans une voie téléphonique ;

$\frac{S}{N}$ est le rapport du signal et du bruit de l'onde porteuse avant démodulation ;

B est la largeur de bande occupée par l'onde porteuse modulée ;

b est la largeur de bande occupée par une voie téléphonique, c'est-à-dire 4 kHz ;

ΔF_0 est l'excursion de fréquence correspondant à une voie téléphonique (valeur quadratique moyenne) ;

f est la fréquence de transposition de la voie téléphonique considérée.

Le coefficient $\frac{B}{b}\left(\frac{\Delta F_0}{f}\right)^2$ est généralement très supérieur à l'unité, surtout pour les « voies basses », c'est-à-dire celles qui sont transposées dans la partie basse de la « bande de base » et pour lesquelles, par conséquent, f est petit.

Le bruit d'intermodulation provient, d'une part, des défauts de linéarité dans les circuits qui transmettent la bande de base et, d'autre part, des échos et chemins multiples dans les circuits qui transmettent l'onde modulée, y compris dans le trajet de propagation. En effet, ces échos provoquent des distorsions du signal au moment de la démodulation. Le bruit d'intermodulation ne dépend pas beaucoup du rang de la voie.

Pour éviter que les voies hautes soient trop désavantagées à cause du bruit thermique, les circuits de modulation sont conçus de telle façon que l'excursion de fréquence ΔF_0 augmente un peu avec le rang de la voie et que le terme $\frac{\Delta F_0}{f}$ ne décroisse pas trop lorsque f augmente.

Cette opération, appelée « préaccentuation » à l'émission, doit évidemment être suivie de la « désaccentuation » correspondante à la réception pour que les niveaux de toutes les voies soient conservés. Elle est codifiée par des règlements internationaux, pour permettre l'interconnexion entre des systèmes appartenant à des pays différents.

La relation écrite ci-dessus, qui donne le rapport du signal et du bruit dans une voie, cesse d'être applicable lorsque le rapport $\frac{S}{N}$ descend au-dessous d'une certaine valeur, proche de 10 décibels. Au-dessous de celle-ci, le rapport du signal et du bruit $\frac{s}{n}$ décroît beaucoup plus vite que le rapport $\frac{S}{N}$. Ce phénomène, appelé « effet de seuil », est lié à la démodulation d'une onde modulée en phase (fig. III-29).

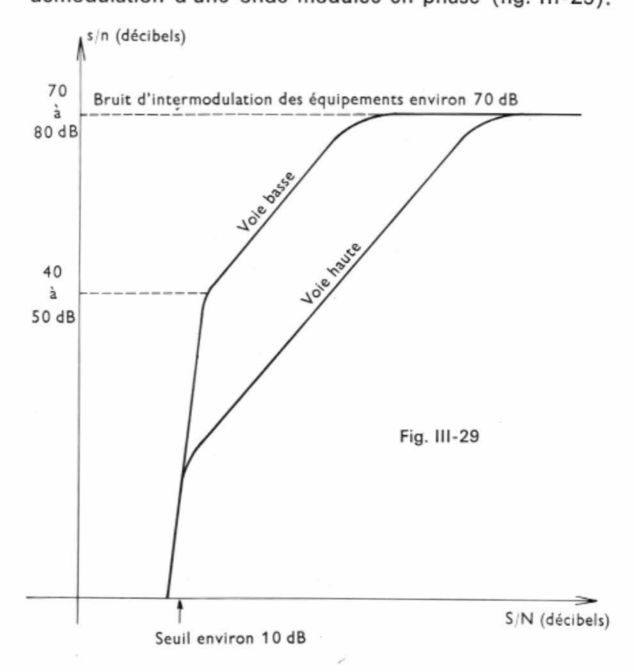
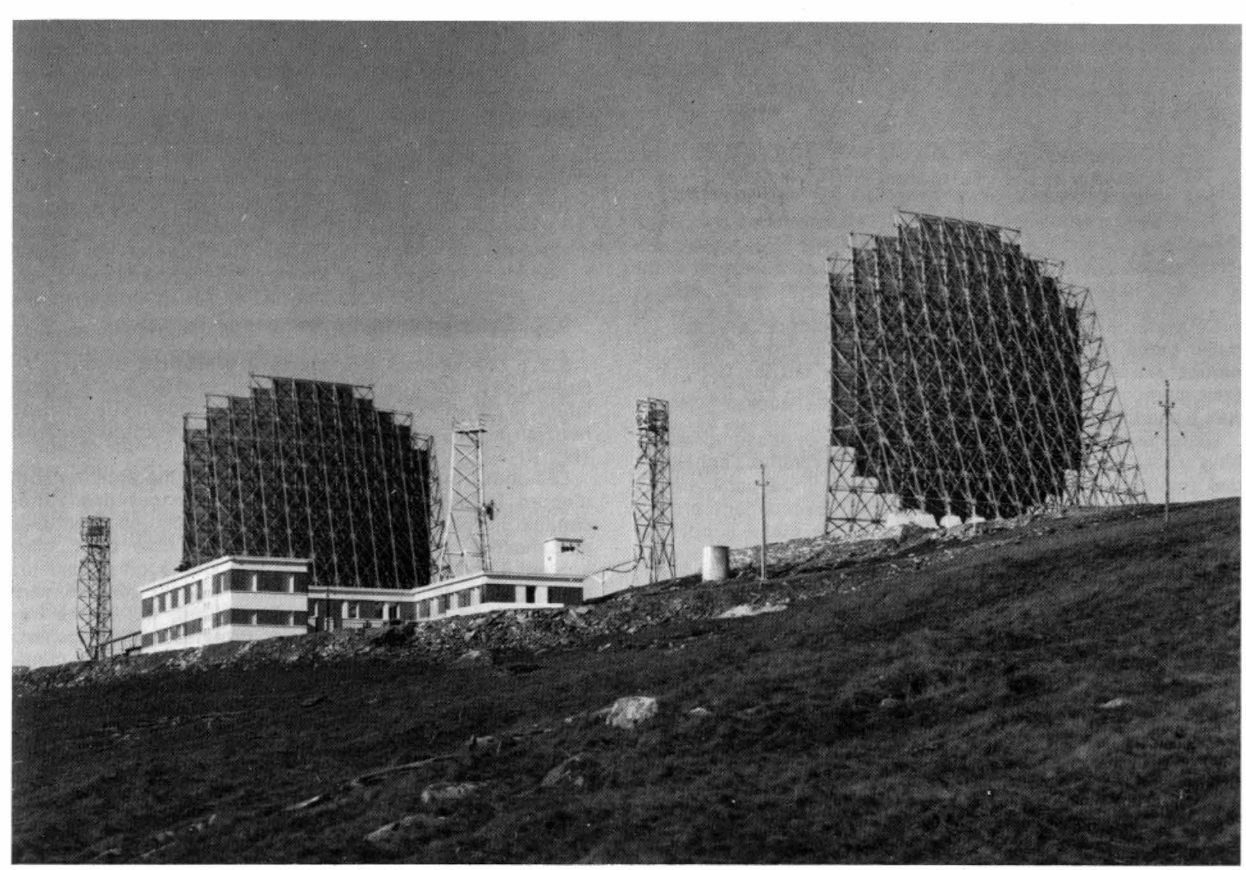


Fig. III-29

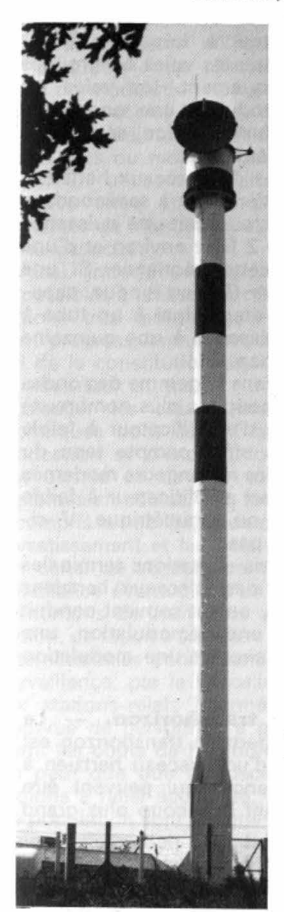
On peut réduire le seuil de quelques décibels au moyen de circuits relativement complexes, mais on ne peut pas le supprimer. On doit donc choisir les dimensions des antennes et les puissances d'émission pour que le niveau reçu ne tombe au-dessous du seuil que durant un pourcentage de temps négligeable.

9.4.2. Systèmes à impulsions et systèmes numériques. — La transmission d'un signal à spectre limité ne doit pas nécessairement être réalisée de façon continue ; il suffit d'« échantillonner » ce signal, c'est-à-dire de transmettre seulement les valeurs qu'il prend à des intervalles régulièrement espacés (V. chap. 4). Avec la seule condition que la fréquence d'échantillonnage soit au moins égale au double de la plus haute fréquence que contient le signal (ou que l'on veut transmettre), on peut reconstituer entièrement le signal à l'arrivée. En téléphonie, la fréquence d'échantillonnage est de 8 kHz, ce qui permet de transmettre les fréquences inférieures à 4 kHz.

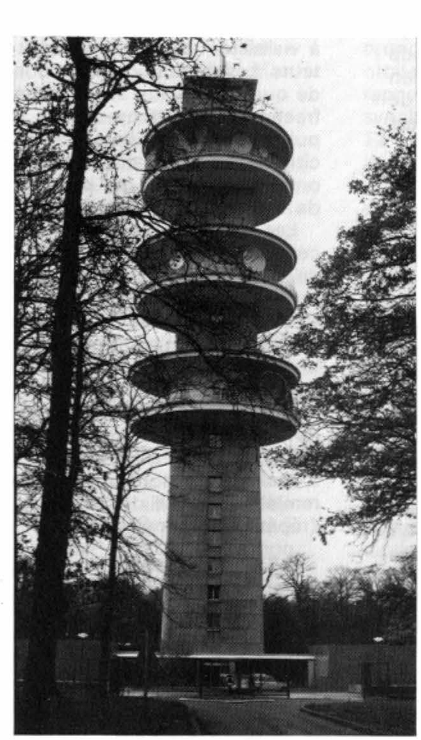
Il y a de nombreuses années, cette méthode a conduit à la réalisation de faisceaux hertziens « à impulsions » : l'onde porteuse était modulée en amplitude par les impulsions (modulation par tout ou rien). Cependant, l'information n'était pas transmise par l'amplitude de l'impulsion, mais par sa position ou par sa largeur, ce qui évitait les inconvénients de la modulation d'amplitude signalée plus haut.



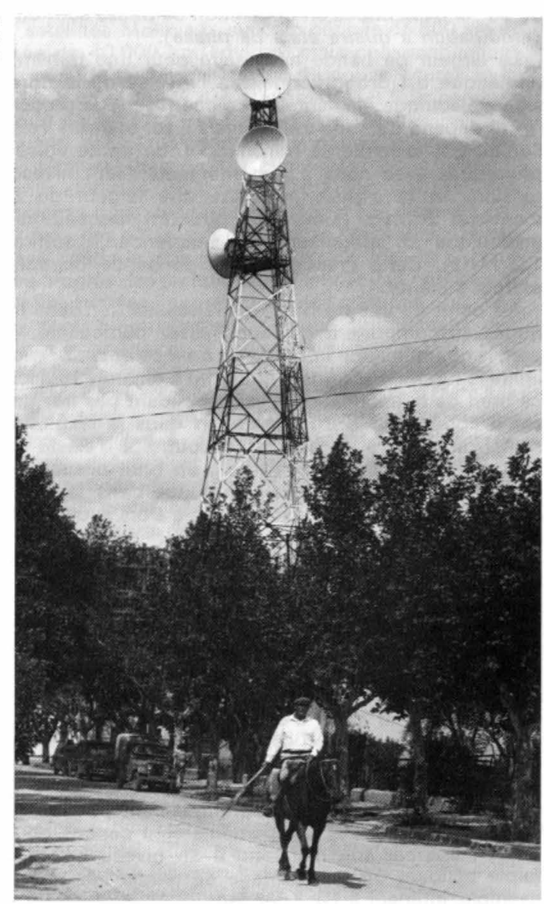
Station troposphérique de faisceaux hertziens de la liaison France-Portugal. Station de l'Artzamendi (*C.N.E.T.*)



Pylône autostable pour faisceau hertzien léger (*C.N.E.T.*)

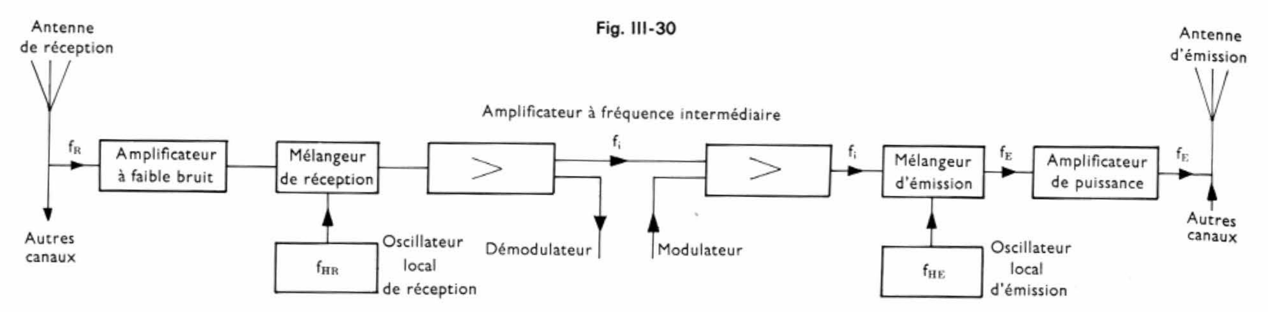


Tour hertzienne de Meudon (*C.N.E.T.*)



Tour de faisceaux hertziens en Argentine (*Thomson-C.S.F.*)

Fig. III-30



Ce système ne s'est pas beaucoup développé, en particulier parce qu'il nécessitait un nombre de tubes électroniques extrêmement grand et que, de ce fait, sa fiabilité était médiocre. À ce point de vue, l'utilisation des transistors a modifié profondément la situation.

Dans ces systèmes à impulsions, si l'échelle des temps est bien transmise de façon discontinue, en revanche, l'échelle des amplitudes est transmise de façon continue, par exemple, en rendant la largeur de l'impulsion exactement proportionnelle à l'amplitude du signal. Une étape supplémentaire a été franchie lorsqu'on a décidé de *quantifier* l'amplitude du signal à transmettre. On obtient ce résultat en choisissant un nombre maximal de niveaux (par exemple, 2^7 c'est-à-dire 128) et en transmettant le nombre N ($0 \leqslant N \leqslant 127$) si le niveau est compris entre N et $N+1$. On obtient aussi un faisceau hertzien dit numérique.

Le code de numération choisi est généralement un code binaire qui a l'avantage de ne comporter que deux « chiffres » différents, 0 et 1, et qui s'adapte très bien aux systèmes électroniques. Le signal ainsi transformé prend finalement la même structure qu'un signal de « transmission de données numériques » et peut être transmis par les mêmes organes (V. chap. 11).

Dans les faisceaux hertziens, la modulation est généralement obtenue par déphasage de la porteuse. Ce déphasage est, soit de 180° (*modulation à deux états de phase*), soit de 90° si deux ondes en opposition de phase sont utilisées (*modulation à quatre états de phase*).

La largeur de bande nécessaire pour une transmission numérique est proportionnelle à l'inverse de la durée du signal électrique élémentaire. Le coefficient de proportionnalité dépend du code utilisé, mais il est toujours voisin de l'unité. Par exemple, la transmission de trente voies téléphoniques avec code à huit moments (sept niveaux de tensions et le signe), nécessite une largeur de bande d'environ 2 MHz (alors que, pour un faisceau hertzien analogique en modulation de fréquence, il suffirait de 1,2 MHz). Cette grande largeur de bande occupée est parfois gênante.

Au point de vue du bruit, les faisceaux hertziens numériques se comportent de façon assez particulière. D'une part, la quantification introduit un *bruit de quantification* qui limite le rapport du signal et du bruit à environ 45 décibels ; ce bruit de quantification n'est cependant pas très gênant, car il correspond à un léger écart dans la restitution du signal plutôt qu'à un bruit et, en outre, il n'existe pas en l'absence du signal. D'autre part, un bruit beaucoup plus gênant résulte des erreurs introduites dans la suite des signaux binaires : le signal restitué n'a alors aucune relation avec le signal transmis.

Les erreurs sur les éléments binaires peuvent provenir d'un rapport porteuse à bruit insuffisant à l'entrée du démodulateur. La théorie et l'expérience montrent que le taux d'erreur varie de façon extraordinairement rapide en fonction du rapport de l'énergie transmise par élément binaire et de la densité spectrale de bruit, lorsque ce rapport est voisin de 10 à 15 dB. Lorsque ce rapport augmente d'un décibel, le taux d'erreur se trouve divisé par dix environ. La transmission est pratiquement parfaite dès que ce rapport atteint un seuil d'environ dix-huit décibels. Si l'on reste en permanence au-dessus de ce seuil, la qualité ne se dégrade donc pratiquement pas le long du faisceau hertzien. Les équipements sont conçus pour que le *taux d'erreur* soit maintenu à un niveau extrêmement faible pendant un pourcentage de temps très grand, par exemple, inférieur à 10^{-4} pendant 99,99 % du temps.

9.5. Équipements de faisceaux hertziens

9.5.1. Faisceaux hertziens à visibilité directe. — Quels que soient la gamme de fréquences et le type de modulation, la constitution d'un équipement moderne de faisceau hertzien a toujours à peu près la même structure générale (fig. III-30).

Les ondes hyperfréquences reçues par une antenne sont d'abord filtrées pour éliminer les fréquences des autres canaux ou les signaux parasites puis, après une éventuelle amplification dans un amplificateur à faible bruit, elles arrivent à un mélangeur de réception, qui reçoit par ailleurs l'onde produite par un oscillateur local, généralement piloté par un quartz. Le signal résultant, qui a une fréquence centrale de quelques dizaines de mégahertz (70 MHz pour les faisceaux hertziens en ondes centimétriques), mais qui peut occuper une largeur de bande très grande, est amplifié très fortement dans un amplificateur à fréquence intermédiaire, puis filtré de façon précise.

Si la station considérée est une station relais, le signal est envoyé dans un mélangeur d'émission, qui reçoit par ailleurs l'onde produite par un oscillateur local relativement puissant. Le signal résultant, qui est de nouveau à une fréquence radioélectrique dans la même gamme qu'à l'entrée de la station, est envoyé à une antenne d'émission après une éventuelle amplification.

Si la station considérée est une station terminale ou une station de démodulation, le signal à fréquence intermédiaire est démodulé et les différentes voies ou groupes de voies sont séparés. Symétriquement, les voies ou groupes de voies à introduire modulent une onde à la fréquence intermédiaire et, après amplification, cette onde est envoyée vers le mélangeur d'émission.

Dans les équipements modernes de faisceaux hertziens à visibilité, les récepteurs sont entièrement à semiconducteurs. Les émetteurs à semiconducteurs ont une puissance de quelques watts au-dessous de 2 GHz environ et d'une fraction de watt au-dessus de cette fréquence. Si une puissance supérieure est nécessaire (liaison longue, capacité élevée), on fait appel pour l'étage final à un tube à onde progressive, qui porte la puissance à une quinzaine de watts (V. t. 1, Électronique, chap. 21).

Les équipements fonctionnant dans la gamme des ondes centimétriques (qui sont de beaucoup les plus nombreux) ne comportent généralement pas d'amplificateur à faible bruit à l'entrée du récepteur. En effet, compte tenu du facteur de bruit relativement bas des mélangeurs modernes (8 dB environ), l'introduction d'un amplificateur à faible bruit (à transistor, à diode tunnel ou paramétrique ; V. ci-après) ne se justifie généralement pas.

La distinction entre stations relais et stations terminales devient moins nette dans le cas des faisceaux hertziens numériques. En effet, dans ce cas, on est souvent conduit à réaliser, dans chaque station, une démodulation, une remise en forme des signaux binaires et une modulation (répéteurs-régénérateurs).

9.5.2. Faisceaux hertziens transhorizon. — La structure générale d'un faisceau hertzien transhorizon est sensiblement la même que celle d'un faisceau hertzien à vue directe. Les quelques différences qui peuvent être notées résultent de l'affaiblissement beaucoup plus grand entre les stations :

— Les puissances d'émission étant nettement plus grandes (1 à 10 kW), la présence d'un tube électronique (tétrode, klystron) est toujours nécessaire.

— Le récepteur comporte pratiquement toujours un amplificateur à faible bruit à l'entrée.

— Le gain des antennes est très grand, ce qui conduit à des dimensions d'antennes souvent impressionnantes (20 à 30 mètres de diamètre) compte tenu de la fréquence relativement basse utilisée (1 à 2 GHz).

— La réception se fait toujours en diversité, d'ordre 2 ou 4, c'est-à-dire à l'aide de deux ou quatre récepteurs, associés à des trajets radioélectriques différents (diversité d'espace) ou à des fréquences différentes (diversité de fréquences). La réception en diversité est imposée par le caractère fluctuant du niveau reçu du fait des non-homogénéités de l'atmosphère (V. chap. 1).

Ce type de propagation entraîne notamment un bruit d'intermodulation supplémentaire dû aux trajets multiples dans l'atmosphère. Ce bruit, qui provient d'une modulation entre deux fréquences voisines, limite la largeur de bande que l'on peut transmettre et, par suite, le nombre de voies ne dépasse que rarement cent vingt. La méthode la plus efficace pour réduire ce bruit est d'augmenter le gain des antennes.

À titre d'exemple, voici quelles sont les caractéristiques d'un faisceau hertzien transhorizon reliant la France et le Portugal :

— Distance : 495 km en un seul bond.

— Fréquences utilisées : voisines de 900 MHz.

— Puissance d'émission : 10 kW (klystron) pendant les mois de mauvaise propagation (hiver) et 1 kW (tétrode) pendant les mois de bonne propagation (été).

— Diamètre des antennes : 30 mètres.

— Gain des antennes : 45 décibels.

— Modulation de fréquence.

— Récepteurs à seuil abaissé par compression de bande.

— Diversité quadruple.

9.6. Utilisation des faisceaux hertziens. — Le faisceau hertzien est un moyen de transmission très souple qui s'adapte à des situations très diverses. En effet, sa capacité de transmission peut être choisie entre quelques voies et plusieurs milliers de voies téléphoniques, ou un programme de télévision accompagné de plusieurs voies de modulation sonore associées. Il ne nécessite pas (comme le câble) la pose d'un élément métallique continu le long du trajet. Il suffit de trouver des points d'implantation plus ou moins régulièrement espacés pour les stations. En utilisant le faisceau hertzien transhorizon, la distance entre stations peut même atteindre plusieurs centaines de kilomètres, au prix il est vrai d'une réduction de la capacité.

Ainsi, introduits initialement pour assurer des liaisons impossibles à réaliser en câble (traversée d'un bras de mer, régions très montagneuses), les faisceaux hertziens se sont progressivement imposés comme un élément essentiel de la constitution des réseaux de télécommunications continentaux au même titre que les câbles souterrains, en particulier les câbles coaxiaux. Les perfectionnements techniques dont ils ont bénéficié, après l'expérience de fabrication et d'exploitation des premiers systèmes, leur ont permis de devenir tout à fait compétitifs avec les systèmes en câbles, à la fois du point de vue de la qualité, y compris la fiabilité, et de celui du coût, incluant le premier investissement et les frais d'exploitation. La commutation sur canal de secours permet de se prémunir contre une défaillance éventuelle d'un matériel et de réduire les augmentations de bruit dues aux évanouissements de propagation, de façon à satisfaire largement les recommandations internationales concernant la qualité. Par ailleurs, la télésurveillance, par le faisceau hertzien lui-même, de cinq à dix stations-relais intermédiaires, par une seule station pourvue de personnel, a permis de réduire considérablement les coûts de fonctionnement. D'une façon générale, on peut dire que le faisceau hertzien s'impose dans les régions à relief accidenté, dans les régions où les centres de population sont éloignés et dans les cas où l'installation d'une liaison doit être faite rapidement. Il est employé concurremment avec le câble dans les régions de plaine et dans les régions à très forte densité de population, où les câbles locaux sont, de toute façon, nécessaires. Les liaisons par faisceaux hertziens constituent approximativement la moitié des liaisons à grande distance dans les pays développés, la proportion étant souvent nettement supérieure à 50 % dans les pays en voie de développement.

10. LES SATELLITES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS

10.1. Intérêt de l'emploi des satellites pour les télécommunications. — Le développement des faisceaux hertziens avait permis à la plupart des pays d'installer un réseau national de télécommunications de bonne qualité. Cependant, pour relier entre eux des pays éloignés ou séparés par un océan, il n'existait pratiquement que des liaisons à ondes décamétriques dont la qualité était généralement médiocre ou quelques câbles sous-marins de faible capacité.

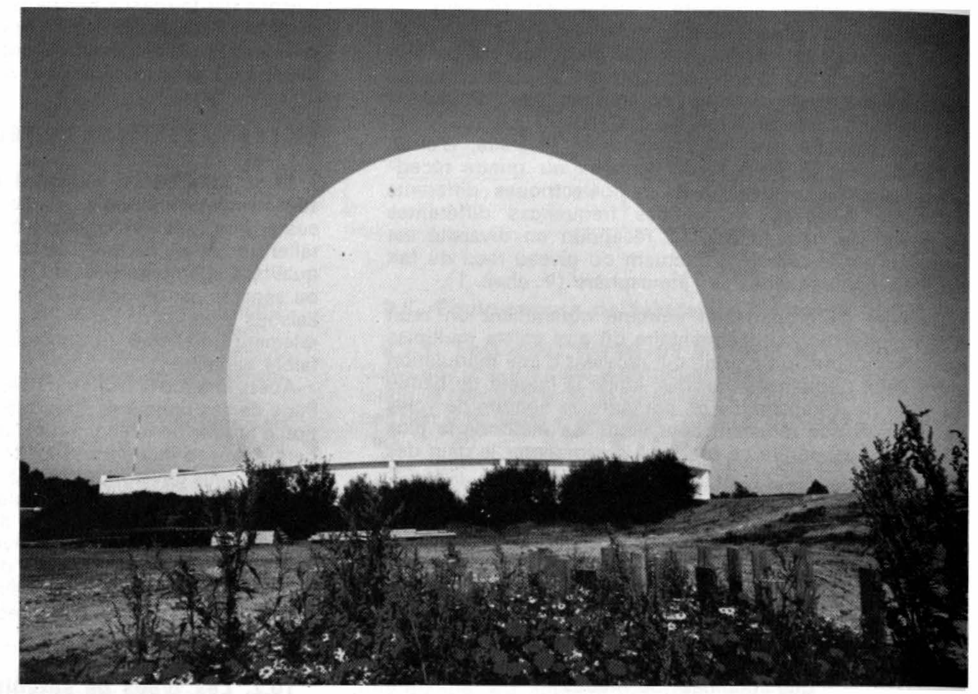
Aussi, lorsque la technique des satellites fut mise au point, l'une de ses premières applications a-t-elle été la constitution d'artères de télécommunications à très grande distance permettant d'interconnecter les réseaux nationaux des pays les plus développés. Par la suite, grâce en particulier à la technique de « l'accès multiple », l'emploi du satellite a pu être étendu à l'interconnexion de réseaux de faible importance et on peut même l'envisager pour constituer un réseau national dans un pays de grande étendue, à faible densité de population. Corrélativement, on étudie son utilisation pour la diffusion directe de radiodiffusion sonore et visuelle.

10.2. Les types de satellites utilisables pour les télécommunications. — Compte tenu de leur coût élevé de construction et de lancement, on ne peut penser à utiliser des satellites que pour réaliser des liaisons entre points éloignés à la surface de la Terre : ces satellites doivent donc être lancés sur des orbites suffisamment distantes de la Terre pour que par l'intermédiaire du satellite la durée de visibilité commune des deux stations soit assez longue au cours de chaque orbite.

On peut penser utiliser des orbites elliptiques. C'est le cas pour les satellites Molnya I ; avec un périgée de 500 km et un apogée de 40 000 km environ, mais convenablement situés, la période de révolution est de douze heures et le satellite reste en visibilité des stations d'U.R.S.S. pendant plus de huit heures.

Cependant, dans la plupart des systèmes proposés les satellites décrivent des orbites circulaires : on a d'abord proposé des altitudes voisines de 10 000 km avec, soit des orbites polaires dans des plans régulièrement disposés par rapport à l'axe des pôles, soit des orbites équatoriales sous-synchrones (période apparente de révolution de 8 h ou 12 h). Les progrès des techniques de lancement permettant de placer des masses importantes à des altitudes plus élevées, on choisit actuellement presque uniquement des orbites dites stationnaires, d'une altitude voisine de 36 000 km. Dans ce cas, la période de révolution du satellite est égale à la période de rotation de la Terre et celui-ci reste à la verticale d'un point fixe situé sur l'équateur terrestre.

Avec des satellites à défilement (c'est-à-dire qui ne décrivent pas des orbites stationnaires), un système de télécommunications fonctionnant en permanence doit comprendre un grand nombre de satellites de façon que, pour assurer une liaison déterminée à un instant quelconque, on ait une très faible probabilité de ne pas avoir de satellite disponible. En outre, pour des raisons économiques, il est souhaitable d'utiliser les mêmes satellites pour assurer un grand nombre de liaisons à la surface de la Terre, car ainsi chacun d'eux est utilisé pendant une fraction importante de sa période de révolution. Le nombre de satellites peut être diminué s'il est possible de les « synchroniser » les uns par rapport aux autres, de façon qu'ils occupent toujours les mêmes positions relatives : cela peut être obtenu grâce à des dispositifs de maintien en position, qui permettent de rapprocher un satellite de sa position théorique. Les antennes des stations terriennes doivent alors poursuivre les satellites, c'est-à-dire rester pointées dans la direction du satellite avec lequel elles travaillent, car on utilise des antennes directives à faisceau très étroit. Dans ce cas, pour un système déterminé, il faut deux antennes dans chaque



Radôme de PB I du centre des télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou (*C.N.E.T.*)

station afin que le changement de satellite n'entraîne pas une interruption des liaisons au moment de la commutation.

En revanche, dans le cas de satellites stationnaires, une seule antenne reste pointée vers le même satellite, qui assure en permanence une liaison déterminée ou même plusieurs liaisons simultanées (cas de l'accès multiple, que l'on examinera plus loin). Avec les antennes très directives, on doit cependant maintenir un dispositif de poursuite, car les satellites ne restent pas rigoureusement stationnaires, à cause des imperfections du lancement et de diverses perturbations; toutefois, on peut se contenter d'un dispositif simplifié. De plus, le satellite restant toujours visible de la même région de la Terre, on peut adapter son équipement au type de trafic à assurer dans cette région (par exemple: placer des relais à plus grande largeur de bande ou un plus grand nombre de relais au-dessus des régions à fort trafic). Les satellites stationnaires ont donc un caractère régional et un système mondial à satellites stationnaires peut être constitué par l'association de « sous-systèmes » régionaux, chacun d'eux adapté aux besoins du réseau de télécommunications dans la région qu'il dessert.

10.3. Bilan de puissance de la transmission — Liaison montante et liaison descendante. — Si l'on se contentait de faire réfléchir les ondes sur le corps du satellite, même si celui-ci avait de très grandes dimensions, la puissance reçue serait beaucoup trop faible pour permettre la transmission d'une bande de fréquences suffisante. (fig. III-31). Les satellites Echo, qui ont été lancés en 1960 et 1961, ont servi beaucoup plus à des mesures géodésiques qu'à des essais de télécommunications. En fait, tous les satellites de télécommunications sont donc des satellites relais, analogues aux relais de faisceaux hertziens, qui reçoivent un signal, l'amplifient et le réémettent sur une

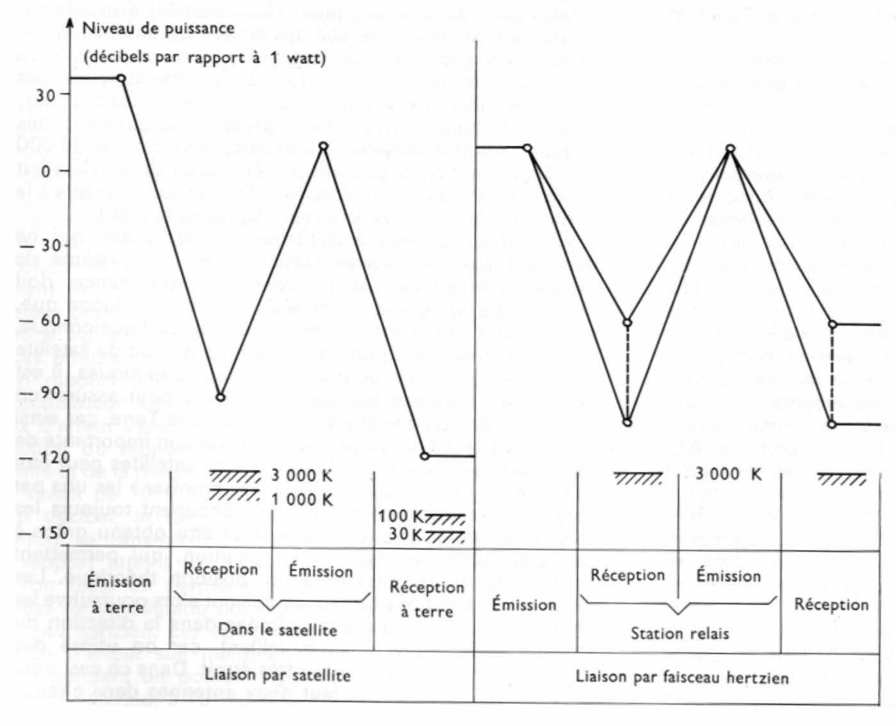


Fig. III-31

Diagramme type des niveaux de puissance

fréquence différente (V. § 9). Le satellite offre même des possibilités supplémentaires (commutation, accès multiples, etc.), fonctions que l'on ne trouve pas dans une station de faisceaux hertziens.

Contrairement à ce qui se passe pour un faisceau hertzien, les deux sens de transmission sont très différents en ce qui concerne les caractéristiques des équipements et les puissances mises en jeu. Par suite, le rapport signal sur bruit est différent pour les deux sens de transmission. Si l'on tient compte du fait qu'au sol la même antenne est utilisée pour l'émission et le réception, et que les gains des antennes d'émission et de réception du satellite sont sensiblement les mêmes, on a la relation approchée suivante :

$$\frac{\left(\frac{S}{B}\right)_S}{\left(\frac{S}{B}\right)_T} = \frac{P_T}{P_S} \times \frac{T_T}{T_S}$$

Dans cette relation on désigne respectivement :

— par $\left(\frac{S}{B}\right)_S$ et $\left(\frac{S}{B}\right)_T$, les rapports du signal au bruit à la réception dans le satellite et sur la Terre,

— par P_S et P_T les puissances d'émission du satellite et de la station terrienne,

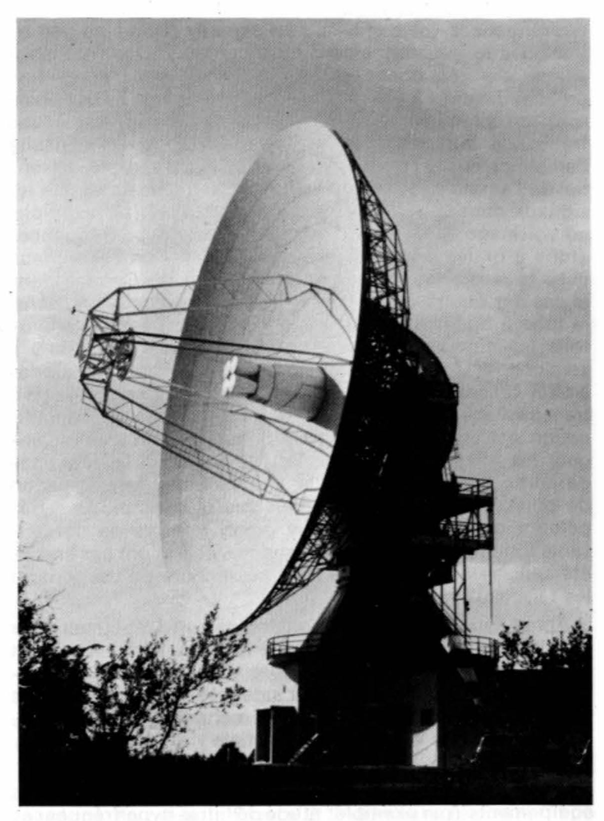
— par T_S et T_T les températures de bruit des récepteurs du satellite et de la station terrienne.

Avec les valeurs habituellement rencontrées actuellement pour les puissances et les températures de bruit, on constate que le rapport du signal au bruit pour la réception dans le satellite est environ dix fois supérieur à celui pour la réception dans la station terrienne. Par suite, le trajet le plus critique est le trajet descendant et c'est ce dernier qui fixe la qualité de la liaison.

Par exemple, si la puissance émise du satellite est de 10 W et si celui-ci se trouve à une altitude de 36 000 km, avec une antenne de gain égal à 50, la puissance reçue est de l'ordre de 10^{-11} W avec une surface efficace d'antenne à Terre de 300 m^2. Cela permet de transmettre des bandes de plusieurs dizaines de mégahertz avec un rapport du signal au bruit convenable, à condition d'utiliser des récepteurs à très faible température de bruit (maser, amplificateurs paramétriques).

Quant à la puissance reçue à bord d'un satellite, en supposant que la puissance émise à Terre soit de 3 kW et que les autres paramètres soient égaux aux valeurs indiquées ci-dessus, elle est proche de 3.10^{-9} W. Comme la puissance émise est voisine de 10 W, le bilan de puissance du satellite est très voisin de celui des stations relais de faisceaux hertziens fonctionnant en ondes centimétriques (V. fig. III-31). Cependant, une différence est à noter : dans les faisceaux hertziens, par suite des évanouissements dus à la propagation dans l'atmosphère terrestre, le niveau du signal reçu subit des fluctuations entre 10^{-6} et 10^{-10} W ; au contraire, les satellites de télécommunications reçoivent un signal de niveau sensiblement constant, le trajet de propagation dans l'atmosphère terrestre étant relativement court. Pour éviter des perturbations dues à la propagation dans la troposphère, on s'impose d'ailleurs de ne pas pointer les antennes de stations terriennes à un angle de site inférieur à 5° ; cela facilite également la solution des problèmes de brouillage avec les stations de faisceaux hertziens.

10.4. Fréquences de fonctionnement des liaisons par satellites. — Les fréquences de fonctionnement doivent être choisies dans la « fenêtre radioélectrique » de l'atmosphère, entre les bandes d'absorption dues à l'ionosphère aux fréquences inférieures, aux gaz de l'air et aux formations météorologiques de la troposphère aux fréquences supérieures. La gamme de fréquences où l'affaiblissement à la traversée de l'atmosphère est le plus faible se situe entre 0,5 et 50 GHz environ ; en outre, pour la réception à Terre, on choisit de préférence les fréquences comprises entre 2 et 5 GHz, pour lesquelles le bruit reçu par une antenne pointée vers l'espace est le plus faible possible, inférieur à 10 K. C'est donc la gamme des ondes centimétriques qui a été utilisée pour les liaisons de télécommunications par satellites. Cette gamme étant déjà



Antenne PB II de Pleumeur-Bodou (*C.N.E.T.*)

complètement utilisée par les services de télécommunications à Terre, il a fallu partager des bandes de fréquences ; or, celles des services par trop perturbateurs (radar) ou ceux qui ne doivent à aucun prix être perturbés (radionavigation) ne pouvant faire l'objet d'une telle répartition, il a donc été décidé de partager les fréquences réservées aux faisceaux hertziens qui assurent une partie importante du réseau terrestre de télécommunications et d'imposer quelques restrictions pour faciliter le partage (limitation de la densité de flux de puissance à Terre provenant des émissions des satellites, par exemple).

Les principales bandes de fréquences qui peuvent être utilisées pour les télécommunications par satellites sont indiquées dans le tableau suivant. Cependant, ce tableau très simplifié ne tient pas compte de certaines particularités d'attributions, valables sur une partie seulement de la Terre. Actuellement, seules les bandes de fréquences les plus basses sont utilisées.

Bandes de fréquences pour les télécommunications par satellites (en gigahertz*)

Trajet descendant	Trajet montant
3,4 — 4,2	{ 4,4 — 4,7
....	{ 5,725 — 6,425
7,25 — 7,75	7,9 — 8,4
10,95 — 11,7	14 — 14,5
17,7 — 21,2	27,5 — 31
40 — 41	50 — 51
102 — 105	92 — 95

* 1 GHz = 10^9 Hz = 1 milliard d'hertz.

10.5. Caractéristiques d'un répéteur pour satellite. Les fréquences de fonctionnement et le bilan de puissance étant analogues pour un satellite de télécommunications et pour un répéteur de faisceau hertzien, le schéma de principe est également analogue puisque les fonctions sont les mêmes : amplification des signaux et transposition

en fréquences (cela afin que les signaux réémis ne perturbent pas le fonctionnement du récepteur). Deux transpositions de fréquences peuvent être prévues : après une préamplification à faible bruit (par exemple à 6 GHz environ) un premier mélangeur transpose les signaux à une fréquence intermédiaire (voisine de 100 MHz) ; ensuite l'amplificateur à fréquence intermédiaire réalise l'essentiel de l'amplification et un second mélangeur transpose les signaux dans la gamme des hyperfréquences (par exemple, au voisinage de 4 GHz). Un amplificateur hyperfréquences (tube à ondes progressives) permet l'émission des signaux avec la puissance désirée, voisine de 10 W. Comme dans le cas des équipements modernes pour faisceaux hertziens, le tube à ondes progressives est le seul tube du répéteur : tous les autres composants actifs sont des dispositifs à semiconducteurs (transistors, diodes varactors, diodes à effet tunnel, etc.). On réalise également des répéteurs à transposition directe. Dans ceux-ci une partie de l'amplification est faite à la fréquence d'entrée et un seul mélangeur est utilisé pour transposer les signaux à la fréquence de sortie avant une nouvelle amplification (amplification de puissance notamment). Bien que plus simples, ces répéteurs comprennent un plus grand nombre de composants fonctionnant en hyperfréquence, et ils n'ont pas encore été utilisés à Terre (ils ne sont pas encore en usage pour les faisceaux hertziens).

Après avoir insisté sur les analogies entre répéteurs pour satellites et pour stations relais de faisceau hertziens, il faut maintenant mettre en évidence les différences et les particularités des équipements pour satellites. Bien entendu, ces derniers sont construits avec une technologie particulière, souvent appelée « technologie spatiale », qu'on peut caractériser :

— par la réduction de l'encombrement et de la masse des équipements (par exemple : étude de filtres hyperfréquences à couplage direct à encombrement très réduit, utilisation d'alliage léger recouvert de métal conducteur pour les guides d'ondes, utilisation des techniques de microcircuits en hyperfréquences) ;

— par la réduction de la consommation des équipements (principalement mise au point de tubes à ondes progressives à tension de collecteur réduite pour en améliorer le rendement) ;

— par l'utilisation de méthodes de fabrication et d'assemblage des éléments qui apportent une grande résistance aux vibrations et aux accélérations (en particulier, méthode spéciale de fabrication du tube à ondes progressives et de mise en place de son hélice) et, d'une façon générale, qui permettent de fonctionner convenablement dans l'« ambiance spatiale ».

Pour les composants et pour leur assemblage il faut aussi appliquer des règles de fiabilité particulières, dites de « fiabilité spatiale » :

— Méthodes de *contrôle* et de *sélection* pour les composants classiques : prélèvement de composants comme dans une chaîne de fabrication ordinaire mais le nombre de contrôles en cours de fabrication est plus grand et tous les composants qui présentent un indice de défaut éventuel sont éliminés.

— Méthodes de *fabrication* et de *sélection* très strictes pour les composants spéciaux développés en vue de l'équipement des satellites (tels que le tube à ondes progressives et certains dispositifs à semiconducteurs).

— *Optimisation* du schéma du point de vue de la fiabilité, en recherchant la plus grande simplicité mais en prévoyant une redondance lorsque la fiabilité d'un composant est susceptible d'être moins bonne que celle des autres.

Une différence essentielle entre les satellites de télécommunications et les relais pour faisceaux hertziens réside dans la directivité des antennes. Dans les liaisons terrestres, une antenne située dans une station est pointée vers une autre station comme dans une station terrienne une antenne est pointée vers un satellite. Au contraire, jusqu'à présent les satellites ne sont équipés que d'antennes couvrant toute une zone de la surface terrestre, souvent toute la zone visible du satellite, et desservant de ce fait plusieurs stations. L'emploi d'antennes directives nécessite l'utilisation d'un dispositif de maintien en orientation, afin que les antennes restent pointées dans la direction des stations terriennes à desservir. Si un axe seulement reste fixe, avec stabilisation par rotation, l'axe doit être dirigé perpendiculairement à la direction de la Terre ; avec une antenne à diagramme de révolution (toroïdal), on illumine la Terre et des régions de l'espace et l'on perd ainsi de la puissance. Il est plus avantageux de maintenir un diagramme de rotation directif dans la direction de la Terre, soit en communiquant à l'antenne (au moyen d'un joint tournant) un mouvement de rotation exactement opposé à celui de l'ensemble du satellite (contre-rotation mécanique), soit en disposant un assez grand nombre d'antennes à l'équateur du satellite et en n'illuminant que celles dont le rayonnement est dirigé vers la Terre (contre-rotation électrique). Le dispositif de maintien en orientation le mieux adapté à l'emploi d'antennes directives est celui où l'ensemble du satellite reste fixe par rapport à la Terre, dispositif connu sous le nom de « stabilisation à trois axes » : il permet l'emploi d'une antenne directive fixe et simple.

10.6. Mode d'utilisation des satellites de télécommunications. — Pour assurer une liaison de télécommunication entre deux stations éloignées sur la Terre, le satellite doit correspondre avec ces deux stations. Pour assurer une liaison bilatérale, on utilise deux fréquences porteuses différentes transportant des bandes d'information dans les deux sens de transmission : ces deux bandes, séparées par une bande de garde convenable, doivent être comprises dans la bande passante du satellite. Chaque station émet des signaux dans l'une des bandes mais reçoit l'ensemble des deux bandes : seule celle venant de l'autre station est intéressante (les signaux provenant de sa propre émission n'ont d'intérêt qu'à titre de contrôle). L'antenne du satellite couvrant une zone assez étendue sur la Terre, celui-ci peut être utilisé par plusieurs stations terriennes et non pas seulement par deux. Par exemple, chaque station peut émettre des signaux dans une bande de fréquences déterminée et l'ensemble de ces bandes, séparées par des bandes de garde, forme la bande passante du satellite. Celui-ci réémet l'ensemble de cette bande en direction de la Terre ; chaque station reçoit l'ensemble de la bande et prélève dans les signaux provenant des autres stations ceux qui lui sont destinés (système « à accès multiple »), l'amplificateur commun du satellite permettant d'assurer des liaisons bilatérales entre toutes les stations du groupe prises deux à deux. Ce système conduit à utiliser des bandes passantes de plusieurs centaines de mégahertz pour le satellite ; elles sont nettement supérieures à la bande des répéteurs pour faisceaux hertziens. Dans le cas de répéteurs à fréquence intermédiaire, celle-ci occupe une bande relative très large.

D'autres systèmes d'accès multiple sont également en cours d'étude, par exemple, celui où toutes les stations émettent leurs signaux dans la même bande de fréquences, mais pendant des intervalles de temps différents, séparés par des temps de garde convenables.

Le fonctionnement en accès multiple pourra être utilisé pour obtenir simultanément plusieurs liaisons transocéaniques, et aussi pour assurer des liaisons entre de grands centres de continents actuellement mal desservis, (Afrique, Amérique du Sud ou entre les principales îles de l'Océanie).

Le problème de l'accès multiple est plus simple dans le cas de la distribution de programmes de radiodiffusion sonore ou visuelle, car alors une seule station émet, les autres ne faisant que recevoir les signaux. On cherche à augmenter la densité de flux de puissance à la surface de la Terre dans la zone desservie, afin de diminuer la sensibilité nécessaire pour les stations de réception.

10.7. Différents réseaux de télécommunications par satellites. — Plusieurs réseaux de télécommunications par satellites existent déjà ou sont en projet. Le principal d'entre eux est le réseau Intelsat, ce terme désignant un consortium international de télécommunications par satellites, créé en 1964. Son organe exécutif est la Communication Satellite Corporation ou Comsat des États-Unis d'Amérique. Une cinquantaine de pays ont adhéré à Intelsat. Les satellites de ce réseau sont stationnaires. Le premier,

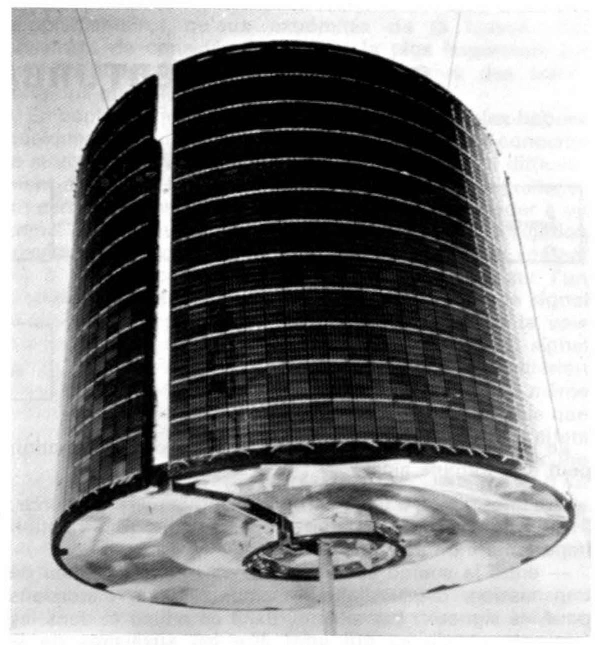
lancé en avril 1965, a été connu sous le nom d'Early Bird. Il avait une capacité de deux cent quarante voies téléphoniques. Depuis, cette date, trois autres types de satellites ont été lancés, dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant :

	INTELSAT			
	I	II	III	IV
Masse en orbite (en kilogrammes)	39	83	127	700
Dimensions en centimètres diamètre	73	142	142	240
Dimensions en centimètres hauteur	59	67	104	530
Nombre de répéteurs ..	2	1	2	12
Largeur de bande des répéteurs (en mégahertz)	25	125	225	40
Largeur totale de la bande utilisée (en mégahertz)	50	125	450	480
P.I.R.E. totale (en watts)	13	15,5	25,8	26/37 (1)
Polarisation	rectiligne	rectiligne	circulaire	circulaire
Premier lancement de la série	6.4.65	11.1.67	18.12.68	26.3.71
Nombre de satellites ..	1	3	5	4

(1) Pour INTELSAT IV, on a deux valeurs pour la P.I.R.E. (puissance isotrope rayonnée équivalente, V. chap. 1), suivant que l'on utilise les antennes dont le faisceau couvre toute la partie de la Terre visible du satellite ou les antennes à faisceau étroit.

L'armée américaine a son propre réseau de satellites de télécommunications, composé, d'une part, de satellites à défilement lent et, d'autre part, de satellites géostationnaires.

Depuis avril 1965 l'U.R.S.S. a lancé des satellites de télécommunications sur une orbite très elliptique (périgée à 500 km et apogée à 40 000 km), avec une période de révolution de 12 heures au cours de laquelle le satellite reste pendant plus de 8 heures en visibilité des stations d'U.R.S.S. (satellite Molnya). Un réseau mondial appelé



Satellite de télécommunications Intelsat II (*H.A.C.*)

Interspoutnik doit être constitué avec des satellites de ce type.

Enfin, l'Europe Occidentale envisage la mise en place d'un réseau régional euro-africain de satellites de télécommunications. En outre, la France et l'Allemagne réalisent un satellite expérimental (projet Symphonie) qui doit être lancé vers la fin de 1973.

Amplificateurs à faible bruit

Dans une transmission radioélectrique, le rapport du signal et du bruit doit être évidemment le plus grand possible. Or, au-delà d'une centaine de mégahertz environ, le bruit propre des récepteurs peut être prépondérant par rapport au bruit capté par l'antenne et il est nécessaire que l'étage d'entrée du récepteur ait un bruit propre aussi faible que possible (car le bruit de cet étage est amplifié par tous les étages suivants). On a donc été conduit à mettre au point des étages d'amplification à faible bruit, dont les principaux types sont les suivants :

1° *Amplificateurs à transistors.* — Des technologies particulières de fabrication des transistors conduisent à des bruits propres très réduits. Ces transistors, généralement très coûteux, sont réservés aux étages d'entrée et leur domaine d'emploi atteint actuellement quelques gigahertz.

2° *Amplificateurs à diode-tunnel.* — On rappelle qu'une diode-tunnel est une diode à jonction (V. t. 1, Électronique, chap. 7) dont la caractéristique tension-courant présente une partie à pente négative, ce qui correspond à une résistance négative.

Elle peut donc constituer une terminaison dont le coefficient de réflexion est supérieur à l'unité, et par suite elle permet de réaliser un « amplificateur-dipôle » par réflexion du signal incident sur cette terminaison. Évidemment, l'onde réfléchie doit être séparée de l'onde directe par un dispositif, appelé *circulateur*.

3° *Amplificateurs paramétriques.* — Un amplificateur paramétrique est constitué essentiellement par un mélangeur à réactance variable donc sans perte. Une partie de la puissance est apportée par un oscillateur local à sa fréquence de fonctionnement (appelée généralement fréquence de pompage) et elle est répartie sur les diverses composantes du spectre du signal résultant du mélange, avec un niveau qui peut être très supérieur au niveau du signal d'entrée (alors que ce niveau est toujours inférieur dans le cas du mélangeur ordinaire à résistance variable).

Dans certaines conditions on peut également obtenir une résistance négative entre les bornes d'entrée ; elle permet de fonctionner en réflexion avec coefficient de réflexion supérieur à l'unité. Ce mode de fonctionnement qui ne provoque pas de changement de la fréquence du signal, est le plus employé. On doit alors utiliser un circulateur pour séparer l'onde directe de l'onde réfléchie.

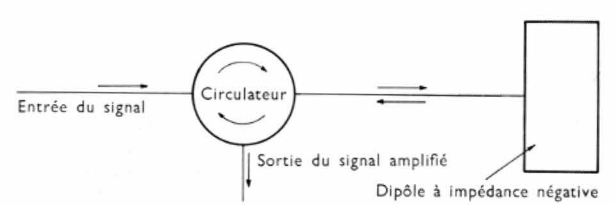


Fig. III-32 — Principe de l'amplification par dipôle à impédance négative (à coefficient de réflexion supérieur à l'unité)

4° *Maser.* — Ce terme, qui est l'abréviation de *Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation,* désigne un dispositif qui utilise certains changements d'état énergétique des atomes, définis par les théories quantiques. Le changement de l'état énergétique d'un atome s'accompagne de l'absorption ou de l'émission d'une onde ayant une fréquence déterminée et, sous certaines conditions, ce changement peut être stimulé par le signal incident dont la puissance se trouve ainsi augmentée (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 1). Pour fonctionner, le maser nécessite un refroidissement très intense du cristal dont on utilise l'énergie quantique des atomes (température de quelques kelvins seulement). Il a été utilisé au début des télécommunications par satellites mais il est remplacé actuellement par des amplificateurs paramétriques, pour des raisons de coût et de facilité de mise en œuvre.

CHAPITRE IV

SIGNAUX - PERTURBATIONS - MODULATIONS

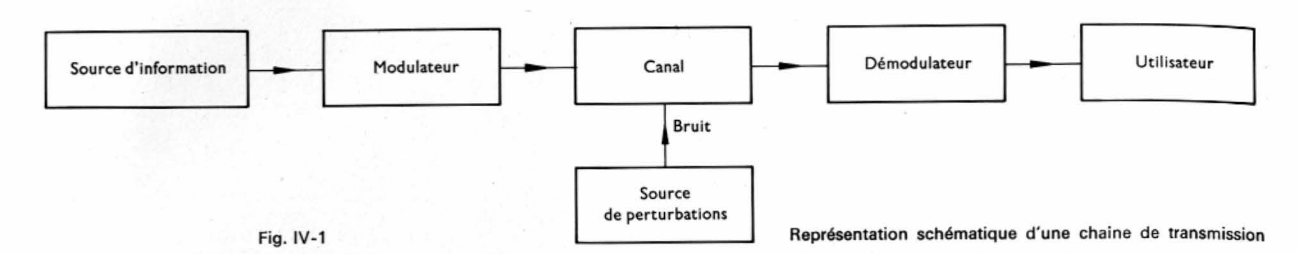


Fig. IV-1 Représentation schématique d'une chaine de transmission

Le problème général de la transmission de l'information peut être formulé ainsi :

— l'information à transmettre est fournie par une source ;
— cette information doit parvenir sans déformation importante à un utilisateur ;
— entre la source et l'utilisateur se trouve le milieu de transmission, cause d'affaiblissements et de distorsions pour les signaux ; par ailleurs, dans ce milieu et dans les éléments physiques qui vont être les auxiliaires de la transmission se trouvent des sources parasites qui peuvent perturber les signaux transmis.

En dépit de ces obstacles, l'information doit être acheminée en utilisant le moins possible de puissance (fig. IV-1).

Prise dans un sens général, la modulation est une tentative de solution du problème de la transmission de l'information. C'est un traitement de l'information à transmettre pour adapter la forme de celle-ci aux moyens de transmission, notamment pour qu'elle corresponde à des signaux dont les fréquences sont comprises dans une bande déterminée ou *canal*. Elle est aussi nécessaire pour éviter les affaiblissements, pour faciliter la transmission de plusieurs signaux ou pour combattre les effets des perturbations.

Avant d'aborder l'étude de la modulation proprement dite, on précisera les propriétés des sources d'information et des canaux de transmission. On décrira tout d'abord les signaux « unitaires » les plus usuels et ceux que l'on construit à partir d'eux : les signaux multiplex. Une classification des distorsions qui doivent être évitées sur les canaux précède la liste des perturbations les plus courantes.

1. SIGNAUX

1.1. Spectre de fréquences d'un signal. — Lorsqu'un signal est une fonction périodique $F(t)$ du temps t, il est équivalent à une somme de signaux sinusoïdaux ; en effet, si cette fonction $F(t)$ est suffisamment régulière (c'est-à-dire, par exemple, si elle n'a qu'un nombre fini de discontinuité dans une période, ou encore si elle est absolument intégrable sur une période), elle peut être écrite sous la forme suivante (V. t. 1, Mathématiques, chap. 23) :

$$F(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\,\omega t + b_n \sin n\,\omega t)$$

Dans cette formule, on désigne par ω la pulsation de la fonction $F(t)$ et par n un nombre entier pouvant prendre toute valeur entre 1 et l'infini. En général, on représente graphiquement l'amplitude A_n des composantes de la série de Fourier ($A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$) en fonction de leur fréquence nf (fig. IV-2) ; la figure obtenue constitue le spectre de fréquences du signal (V. t. 2, Radioélectricité chap. 1). Le spectre $A(f)$ d'une grandeur périodique est *discontinu*, car les fréquences des composantes ont des valeurs discrètes.

La puissance du signal périodique est répartie entre le fondamental (de pulsation ω) et les différents harmoniques (de pulsation $2\,\omega$, $3\,\omega$, . . . , $n\omega$, . . .) ; l'harmonique de pulsation $n\omega$ transporte une puissance proportionnelle au carré de sa valeur efficace, soit à : $\frac{A_n^2}{2} = \frac{a_n^2 + b_n^2}{2}$. Ces résultats ne s'appliquent pas à des signaux aléatoires définis au moyen de fonctions dites aléatoires, c'est-à-dire dont on connaît certaines propriétés statistiques, mais dont on ne peut prévoir la valeur à un instant déterminé (par exemple, les fluctuations d'un courant autour de sa valeur moyenne). Cependant, s'il s'agit de fonctions aléatoires stationnaires (fonctions dont les propriétés statistiques sont invariantes par translation de l'origine des temps), on peut définir l'équivalent des coefficients de la série de Fourier des fonctions certaines périodiques. Dans ce cas, les fréquences ne forment plus une suite discrète (f, $2\,f$, . . . , nf, . . .) mais, au contraire, une suite continue et le spectre de fréquences $A(f)$ correspondant est continu (fig. IV-3).

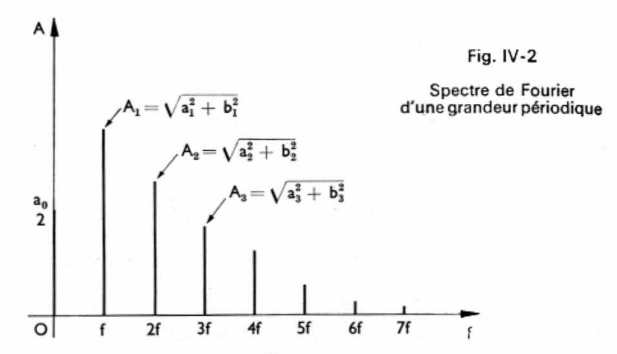


Fig. IV-2 Spectre de Fourier d'une grandeur périodique

Spectre discontinu (ou de raies) d'un signal périodique

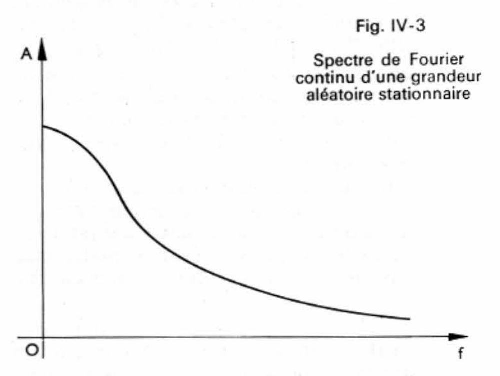


Fig. IV-3 Spectre de Fourier continu d'une grandeur aléatoire stationnaire

Comme un signal sinusoïdal d'amplitude A transporte une puissance proportionnelle à sa valeur efficace $\frac{A^2}{2}$, ou à son amplitude A^2, on trace souvent la courbe $\gamma(f) = A^2(f)$ pour représenter la densité spectrale de puissance. Cette courbe permet de connaître la répartition de la puissance en fonction de la fréquence f. Les composantes, dont les

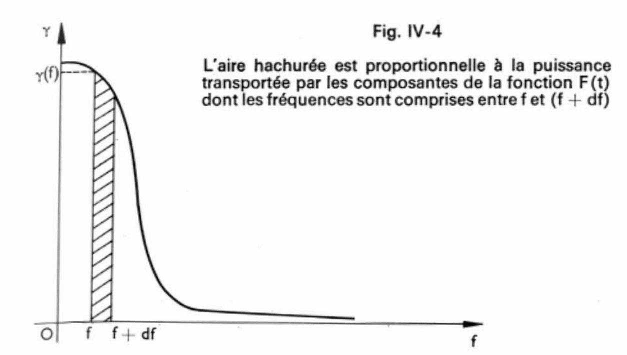


Fig. IV-4

L'aire hachurée est proportionnelle à la puissance transportée par les composantes de la fonction F(t) dont les fréquences sont comprises entre f et (f + df)

fréquences sont comprises entre f et $(f + df)$, transportent une puissance $[\gamma(f)\, df]$ (fig. IV-4).

Ces notions sont très importantes, car tous les éléments naturels sont sélectifs : ils atténuent les signaux ayant certaines fréquences, alors qu'ils en laissent passer d'autres dont les fréquences sont comprises dans une bande déterminée. Les résultats du passage d'un signal dans un élément pourront être déterminés si l'on connaît la répartition de la puissance transportée par celui-ci en fonction de la fréquence. Cette *analyse harmonique* est nécessaire et pratique, car la plupart du temps on connaît la réponse d'un système en régime sinusoïdal. Ainsi, alors qu'il est souvent difficile de calculer directement la réponse d'un dispositif à un signal quelconque, il est facile de la chercher en considérant ce signal comme une somme de signaux sinusoïdaux.

1.2. Signaux unitaires. — Ce sont tous les signaux électriques dont on désire réaliser la transmission, tels qu'ils sont obtenus à l'aide de transducteurs (microphones, tubes de prises de vues, cellules photoélectriques, capteurs divers). Ces signaux de base sont caractérisés par leur spectre de fréquences. La largeur de celui-ci dépend souvent de l'utilisation ; ainsi, bien que le spectre de fréquences des signaux sonores soit compris approximativement entre 20 Hz et 20 kHz, la bande des fréquences transmises est comprise :

— entre 300 Hz et 3 400 Hz en téléphonie ;
— entre 100 Hz et 5 000 Hz en radiodiffusion par modulation d'amplitude ;
— entre 40 Hz et 15 000 Hz en radiodiffusion par modulation de fréquence.

1.3. Signaux multiplex. — Ils sont obtenus en regroupant (on dira en *multiplexant*) plusieurs signaux unitaires avant leur transmission (fig. IV-5). Cette opération est économiquement très avantageuse, car une artère de transmission, susceptible d'acheminer un signal composite réunissant n signaux unitaires, est moins coûteuse que n artères individuelles. Par ailleurs, d'un point de vue technique, avec certains dispositifs de regroupement, la puissance nécessaire à l'émission est plus faible que dans le cas de n transmissions parallèles. C'est en particulier le cas lorsqu'il s'agit de voies téléphoniques car, à un instant déterminé, une grande partie des voies sont inactives (environ 50 % si l'artère contient les voies aller et les voies retour) ; cette compensation n'a pas lieu si la transmission est faite en parallèle. De plus, la plupart des supports de transmission disponibles ont naturellement une capacité supérieure à celle nécessaire pour acheminer un signal élémentaire et alors, le regroupement des signaux unitaires ne nécessite l'installation d'équipements supplémentaires qu'aux extrémités de la liaison. Cet ensemble de considérations, dont la plus importante est économique, explique l'utilisation intensive des transmissions multiplex dans les réseaux actuels.

En contrepartie, l'utilisation de signaux multiplex impose quelques contraintes supplémentaires. En ce qui concerne la structure du réseau, un ensemble multiplex est difficilement dissociable ; il est malaisé de réaliser des aiguillages en certains embranchements, car on ne peut accéder à un signal unitaire au cours du trajet. Plus grave est la sujétion résultant des risques de *diaphonie* dans une artère (défaut dû à l'action conjuguée des signaux unitaires sur l'un d'entre eux). La diaphonie peut être *intelligible :* le signal diaphonique apparaissant intempestivement dans la voie « brouillée » n'est que peu distordu par rapport au signal de la voie brouilleuse ; dans le cas d'une transmission sonore, le son parasite est alors intelligible. Pour une même intensité, cet effet est subjectivement plus désagréable que celui de la *diaphonie inintelligible*. Celle-ci résulte d'effets non linéaires ; les signaux diaphoniques n'ont aucune ressemblance avec les signaux originaux. Dans le cas d'un système comportant un grand nombre de voies, les signaux diaphoniques présentent un caractère essentiellement aléatoire et se manifestent de la même manière qu'un bruit de fond.

Le regroupement de n signaux élémentaires en un signal multiplex peut être réalisé principalement de deux façons : par répartition en fréquences ou par répartition dans le temps.

1.3.1. Multiplexage par répartition en fréquences. — Ce multiplexage est utilisé avec des signaux dits analogiques, pour les distinguer des signaux numériques (V. chap. 9). À chaque signal unitaire est affectée une partie de la bande de fréquences du signal multiplex.

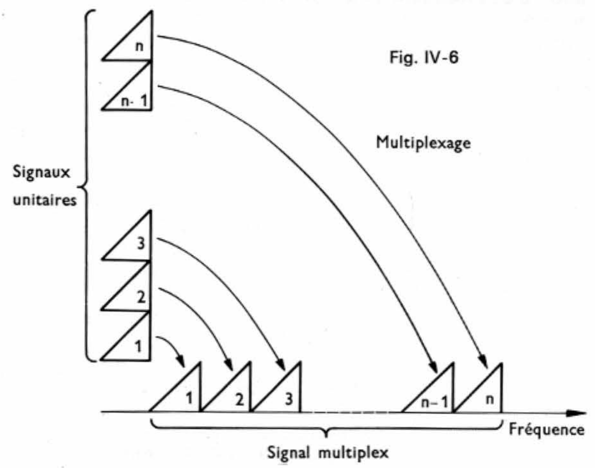


Fig. IV-6

Multiplexage par répartition en fréquences (chaque triangle représente symboliquement le spectre de fréquences d'un signal unitaire)

Par des translations de fréquences appropriées, on amène chaque signal unitaire composant à la place qui lui revient dans le spectre de signal multiplex (fig. IV-6). L'opération inverse permet de restituer les signaux initiaux.

Pour ce multiplexage, le signal unitaire module une sous-porteuse de fréquence f_p (V. ci-après, § 3) ; le spectre du signal modulé se déduit de celui du signal modulant par une translation de la bande de base (bande de fréquences du

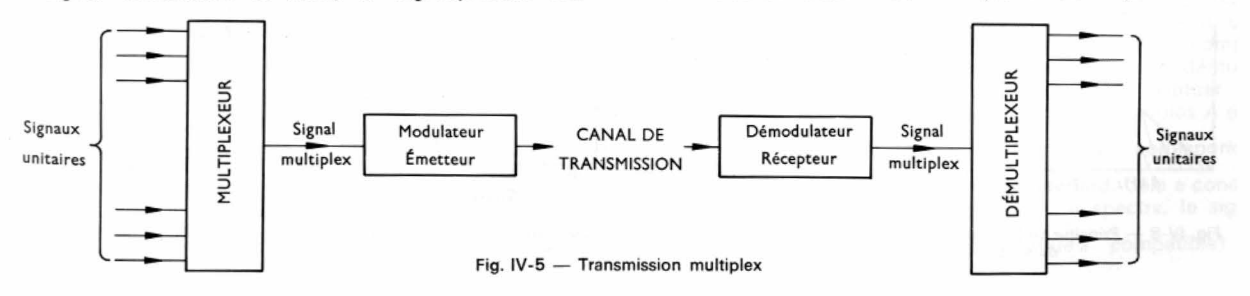


Fig. IV-5 — Transmission multiplex

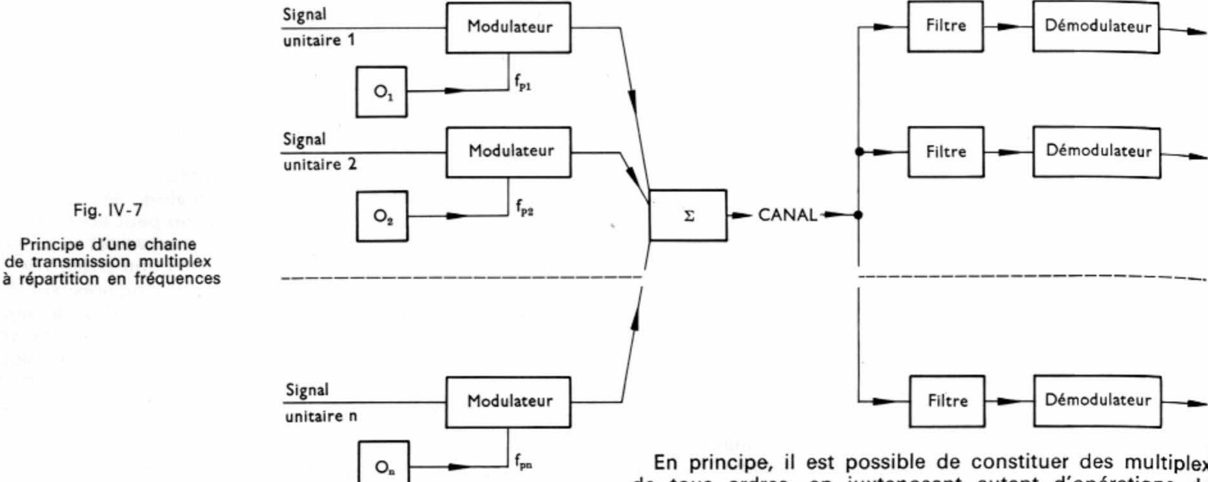


Fig. IV-7

Principe d'une chaîne de transmission multiplex à répartition en fréquences

signal unitaire) à un domaine de fréquences entourant f_p. Le schéma de principe d'un multiplexeur et d'un démultiplexeur en fréquences s'obtient alors facilement (fig. IV-7). Les oscillateurs O_1, O_2, . . . , O_n fournissent les n fréquences sous-porteuses décalées f_{p1}, f_{p2}, . . . , f_{pn}. Les n signaux unitaires modulent ces sous-porteuses. Il suffit alors d'additionner les n ondes modulées pour obtenir le signal multiplex contenant toute l'information des n signaux unitaires. Dans le démultiplexeur, on doit d'abord filtrer les bandes correspondant aux spectres des différents canaux, puis démoduler pour reconstituer les n signaux initiaux.

Dans la pratique, les non-linéarités des chaînes de transmission entraînent la génération de produits d'intermodulation à des fréquences qui sont des combinaisons linéaires des fréquences composant le spectre du signal multiplex. Il en résulte une diaphonie inintelligible, perçue comme un bruit de fond. Pour éviter cet effet, on peut utiliser deux méthodes :

— imposer à la chaîne de transmission des tolérances de linéarité telles que le niveau de la diaphonie inintelligible soit du même ordre de grandeur que celui du bruit de fond ;

— limiter le remplissage du spectre et prévoir des intervalles de fréquences vides correspondant aux fréquences des produits d'intermodulation les plus importants.

1° *Multiplex à transposition de fréquences (systèmes à courants porteurs).* — Cette sorte de multiplex est à remplissage très dense, car les spectres des canaux forment une bande ininterrompue. Les signaux unitaires sont des voies téléphoniques ; à chaque voie est allouée une bande de 4 kHz. Dans le signal multiplex, chaque canal a un spectre que l'on peut considérer comme déduit de celui du signal unitaire (ou de son symétrique) par une translation de fréquence ; celle-ci est réalisée au moyen d'une modulation à bande latérale unique (B.L.U.) résultant d'une modulation d'amplitude à porteuse supprimée, suivie d'un filtrage passe-bande (fig. IV-8). Aucune énergie ne subsiste sur les fréquences sous-porteuses.

En principe, il est possible de constituer des multiplex de tous ordres, en juxtaposant autant d'opérations de modulation en B.L.U. et de filtrage qu'il le faut. Cependant, le filtrage nécessaire à l'élimination d'une des bandes latérales du signal modulé en amplitude et sans porteuse est de réalisation difficile pour des sous-porteuses de fréquences élevées et l'on préfère constituer le multiplex par étape. On commence par éliminer une bande latérale à une fréquence auxiliaire assez basse (8 kHz, par exemple) et l'on procède ensuite à de nouvelles translations de fréquences pour amener chaque canal à la place qui lui revient.

Les tailles des différents échelons de multiplexage sont normalisées. On trouve successivement (fig. IV-9, V. page suivante) :

a) *Le groupe primaire.* — Il est constitué de douze voies unitaires ; la bande totale occupée est donc de 48 kHz.

Il y a deux sortes de groupes primaires :
— type *A* : de 12 à 60 kHz (canaux directs) ;
— type *B* : de 60 à 108 kHz (canaux inverses).

b) *Le groupe secondaire.* — Il est formé par la réunion de cinq groupes primaires ; il correspond donc à soixante voies téléphoniques. La bande occupée par un groupe secondaire est de 240 kHz. En règle générale, on l'obtient en deux temps. Dans un premier temps, les groupes primaires, convenablement transposés, sont juxtaposés pour former un groupe secondaire de base qui occupe conventionnellement la bande 312-552 kHz. Ensuite, par changement de fréquences, le groupe secondaire de base est amené dans l'une des bandes de fréquences réservées aux groupes secondaires.

Entre les trois positions normalisées des groupes secondaires (V. fig. IV-9), un écart de 12 kHz a été ménagé pour faciliter le filtrage et permettre la transmission d'*ondes pilotes.*

c) *Le groupe tertiaire.* — Il est formé par la réunion de cinq groupes secondaires ; il correspond donc à trois cents voies téléphoniques. Le groupe tertiaire de base est conventionnellement constitué par l'ensemble des groupes secondaires numérotés de quatre à huit ; il s'étend donc

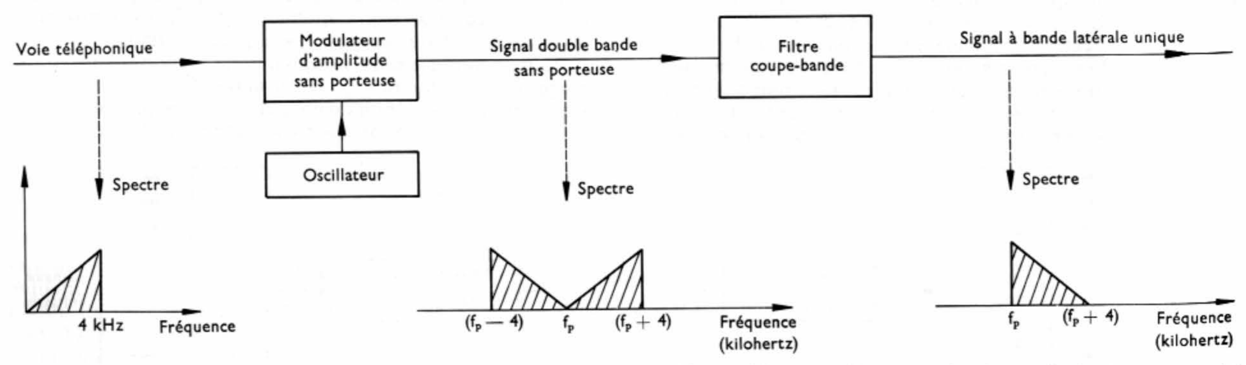


Fig. IV-8 — Principe de la translation de fréquences dans un multiplex à transposition de fréquences (Par convention, les amplitudes des composantes du spectre de fréquences du signal unitaire sont supposées proportionnelles à la fréquence de ces composantes)

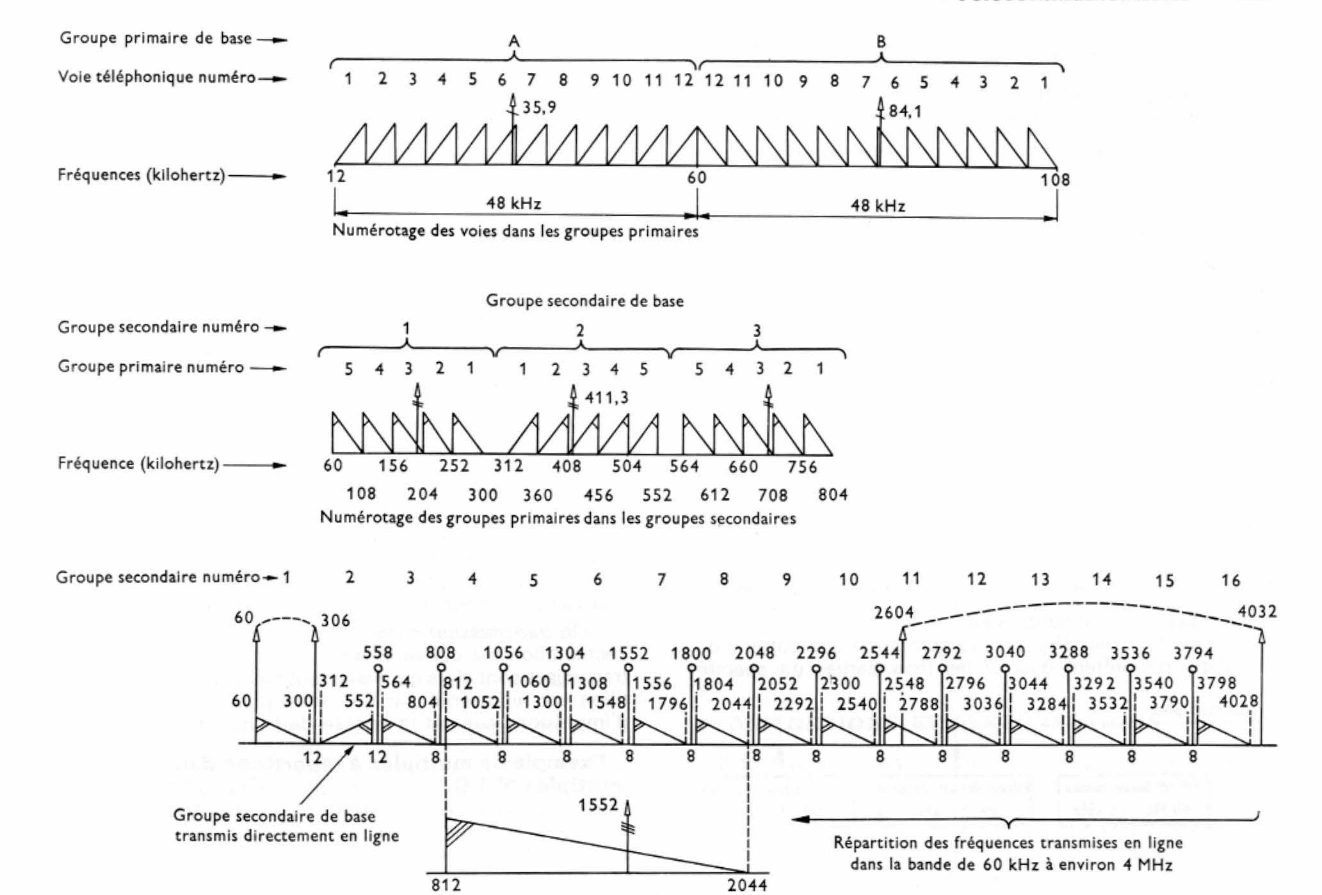


Fig. IV-9 — Multiplex à répartition de fréquences normalisé

O.P.R.L. Ondes pilotes de régulation de ligne — O.P.G. Ondes pilotes de groupes — O.A.M. Ondes additionnelles de mesure

de 812 à 2 044 kHz. D'autres groupes tertiaires s'en déduisent par transposition. Leur largeur de bande théorique est 1 232 kHz ; pratiquement, l'étalement de leur spectre est de 1 320 kHz (à cause des bandes de garde ménagées pour le passage des ondes pilotes).

d) *Le groupe quaternaire.* — Il est formé par la réunion de trois groupes tertiaires. Il y a trois types normalisés de groupes quaternaires :

— groupe quaternaire *A* : 316 - 4 188 kHz (direct) ;
— groupe quaternaire *B* : 4 332 - 8 204 kHz (direct) ;
— groupe quaternaire *C* : 8 516 -12 388 kHz (inversé).

Le groupe *C* est considéré comme le groupe quaternaire de base.

Dans la description qui précède, des intervalles de fréquences, destinés à des ondes pilotes, ont été ménagés. Ces ondes sont indispensables à une exploitation continue d'un système à courants porteurs ; leur rôle est de fournir des références d'amplitude et de fréquence en certains points de la chaîne de transmission. On distingue :

— *Les ondes pilotes de régulation de ligne* (O.P.R.L.) : Une ligne à grande distance est constituée de plusieurs sections de régulation. Une ou deux ondes pilotes sont introduites au début de la section avec un niveau bien défini. Le niveau de l'onde pilote, reçue à travers un filtre étroit, est comparé à une référence de niveau ; l'écart sert de commande à un amplificateur à gain variable *(régulateur de gain)*. En outre, les ondes pilotes de régulation de ligne servent souvent d'ondes de *contrôle de fréquence*. Pour reconstituer les signaux initiaux, il faut connaître avec précision les fréquences de transposition à la réception. Une onde pilote de régulation de ligne peut commander une boucle à verrouillage de phase dont l'oscillateur asservi délivre toutes les fréquences nécessaires aux transpositions de réception.

— *Les ondes pilotes de groupe* (O.P.G.) : Elles jouent le même rôle que les O.P.R.L. ; elles sont introduites lors de la constitution du groupe et subsistent jusqu'à sa dissolution. En effet, l'expérience a montré qu'en dépit de la régulation des systèmes de transmission par O.P.R.L., on ne peut pas garantir une stabilité suffisante pour les voies téléphoniques d'un groupe primaire qui empruntent différents systèmes à courants porteurs au cours d'une transmission. Les O.P.G. permettent une régulation supplémentaire.

— *Les ondes additionnelles de mesure* (O.A.M.) : Elles peuvent être introduites à la demande pour faire certaines mesures dans la bande de base du signal multiplex.

— *Les ondes pilotes de continuité* (O.P.C.) : Spécifiques des faisceaux hertziens, leur rôle est d'indiquer la continuité du canal de transmission.

2° *Systèmes à sous-porteuses modulées (Exemple : transmission stéréophonique).* — Dans ces systèmes, la densité d'occupation du spectre n'est pas très grande. À titre d'exemple, on va décrire le principe du multiplexage des voies droite et gauche (ou voies *A* et *B*) dans une transmission stéréophonique. Le système doit être compatible, c'est-à-dire qu'un récepteur, non muni du démultiplexeur stéréophonique (décodeur), doit restituer un signal égal à la demi-somme des signaux des voies *A* et *B* (on écrira qu'il est égal à $\frac{A+B}{2}$) et qui correspond à un enregistrement monophonique standard. Cela a conduit à transmettre, dans la partie basse du spectre, le signal $M = \frac{A+B}{2}$ (signal « monophonique » compatible) et,

dans la partie haute, le signal complémentaire $S = \frac{A - B}{2}$ (signal « supplémentaire » stéréo). Le système à onde pilote, qui met en œuvre ce principe, tend à se généraliser.

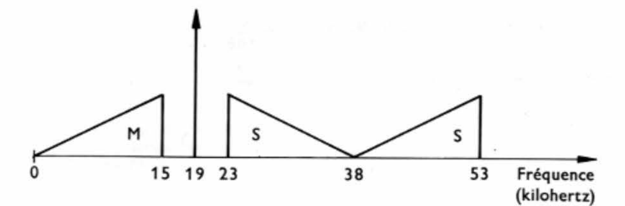


Fig. IV-10 — Spectre du multiplex à onde pilote
M : signal dit monophonique ; S : signal supplémentaire dit stéréophonique

Le spectre du signal multiplex (fig. IV-10) s'étend de 40 Hz à 53 kHz : de 40 Hz à 15 kHz, il correspond au signal $M = \frac{A + B}{2}$; ensuite, on trouve successivement une fréquence pilote à 19 kHz puis, de 23 kHz à 53 kHz, le spectre d'une sous-porteuse (38 kHz) modulée en amplitude par le signal $S = \frac{A - B}{2}$, spectre dans lequel la sous-porteuse est supprimée.

Le démultiplexeur (fig. IV-11) comprend une batterie de filtres qui permettent d'isoler les trois parties du spectre

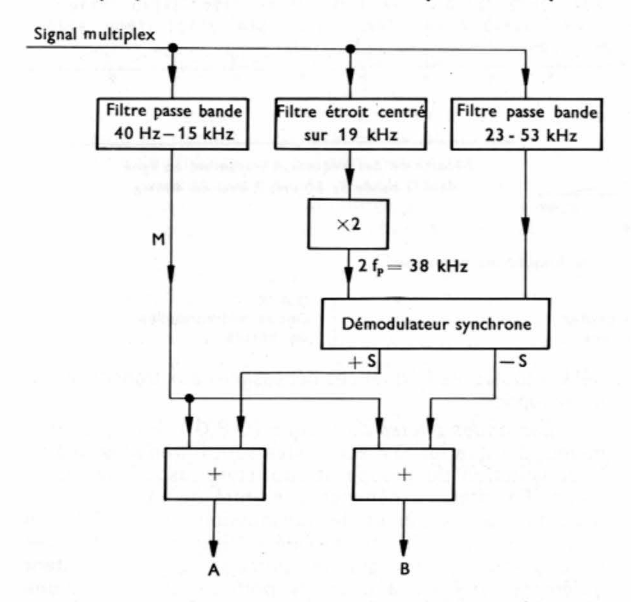


Fig. IV-II — Schéma du décodeur stéréophonique

du signal modulé ; la fréquence pilote doublée servira de référence locale pour la démodulation synchrone du signal « supplémentaire » stéréo *S* ; par somme et différence, les signaux *A* et *B* sont ainsi restitués.

Dans ce type de multiplex, on accepte un certain gaspillage de la bande de fréquences pour que les décodeurs stéréophoniques soient assez simples.

1.3.2. Multiplex à répartition dans le temps. — Le multiplexage à répartition dans le temps est lié à la transmission d'impulsions. La constitution de ces multiplex dépend beaucoup de la modulation choisie (V. ci-après § 3). On démontre qu'un signal à bande limitée *W* peut être représenté par une suite d'échantillons, deux d'entre eux étant séparés par un intervalle de temps au plus égal à $\frac{1}{2W}$. Par exemple, une voie téléphonique, pour laquelle *W* est égale à 4 kHz, peut être reconstituée à partir d'une suite d'échantillons espacés de $\frac{1}{8\,000}$ s, soit 125 μs. Entre deux échantillons successifs, on dispose donc d'un temps déterminé (exactement 125 μs moins la durée d'un échantillon) pour transmettre les échantillons relatifs à d'autres voies téléphoniques. Le multiplexage par répartition dans le temps consiste donc à affecter un intervalle de temps déterminé à chaque signal unitaire, et cela toutes les $\frac{1}{2W}$ secondes. On « entrelace » ainsi les échantillons correspondant à chaque signal unitaire (fig. IV-12). Fondamentalement, la transmission est alors faite par impulsions et l'on verra qu'il existe de nombreuses variantes pour transmettre les échantillons des signaux unitaires.

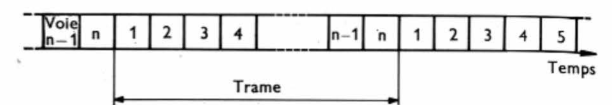


Fig. IV-12 — Multiplexage par répartition dans le temps, succession des échantillons des différentes voies

Les deux grandes classes de transmission d'impulsions sont :

— la *transmission analogique d'impulsions :* l'un des paramètres, caractérisant les impulsions transmises (amplitude, ou durée, ou position), est lié par une relation continue à la valeur de l'échantillon ;

— la *transmission numérique d'impulsions :* la valeur de l'échantillon est codée et donc quantifiée. Les impulsions transmises sont alors généralement binaires ; chaque échantillon est représenté par une suite plus ou moins longue d'impulsions suivant la finesse de la quantification.

Exemple de multiplex à répartition dans le temps : multiplex M.I.C. — Les multiplex à modulation par impulsions et codage (M.I.C.) sont utilisés pour transmettre des signaux téléphoniques (V. chap. 9). Chaque voie (ensemble des signaux correspondant à une voie de transmission) est échantillonnée à la fréquence de 8 kHz et chaque échantillon est codé en utilisant sept ou huit éléments binaires (suivant le bruit de quantification qui est toléré).

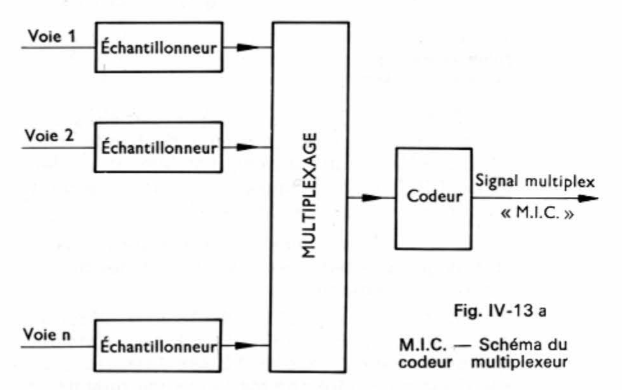


Fig. IV-13 a

M.I.C. — Schéma du codeur multiplexeur

Les éléments binaires, ou bits, correspondant aux échantillons des différentes voies à multiplexer, sont ensuite entrelacés pour former une trame d'une durée de 125 μs (fig. IV-13 a et b). Le codage a souvent lieu après le multiplexage pour simplifier les circuits. Le multiplex primaire, normalisé en Europe, comprend trente-deux intervalles de temps correspondant à trente voies téléphoniques utiles, et le codage choisi est à huit moments. Le débit numérique total de ce multiplex M.I.C. est donc de : $32 \times 8 \times 8 = 2\,048$ kbits/s. Le signal multiplex se présente alors comme une suite aléatoire de « bits zéro » et de « bits un » se succédant à la vitesse de 2 048 kbits/s. À la réception, les éléments binaires correspondant à chacune des voies sont séparés.

Ce multiplexage impose de synchroniser émission et réception et deux sortes de synchronisation de trames sont utilisées :

— *Synchronisation analogique.* — Le signal analogique, représentant les éléments binaires, présente une particularité en début de trame : la règle de bipolarité n'est pas respectée (lorsque le signal M.I.C. est représenté par un

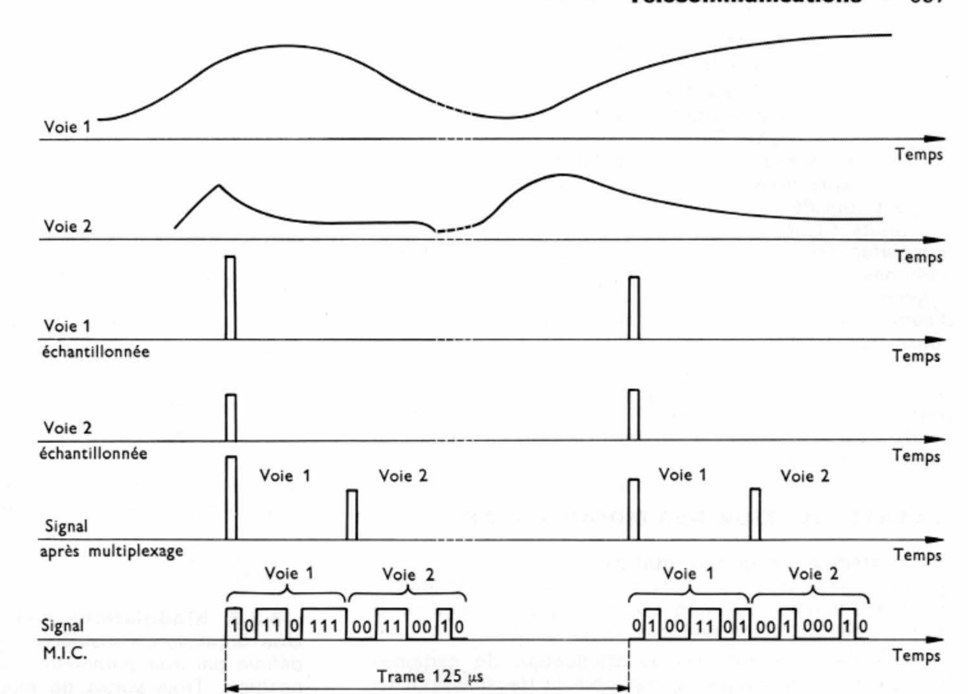


Fig. IV-13 b

Constitution d'un signal M.I.C.

code bipolaire). Ce code conduit à un spectre du signal multiplex sans composante continue, car les « bits un » sont figurés par des impulsions alternativement positives et négatives (fig. IV-14), tandis qu'un bit zéro correspond à une absence d'impulsion.

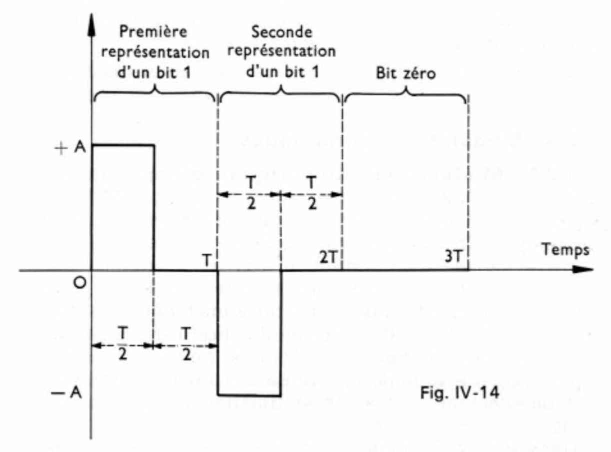


Fig. IV-14

Représentation des bits 1 et 0 dans un code bipolaire

— *Synchronisation numérique.* — Au début de la trame, on insère quelques éléments binaires dont le motif est invariable. À la réception, la présence périodique de ces éléments de verrouillage est détectée au moyen d'un synchroniseur.

S'il s'agit d'une phase d'acquisition, le premier motif étant reconnu, il y a recherche de motifs identiques toutes les 125 µs après la détection du premier. Si cette coïncidence est obtenue plusieurs fois de suite, l'acquisition est réussie. Dans le cas contraire, la recherche du motif est recommencée. En pratique, celui-ci arrive dans le démultiplexeur entaché de quelques erreurs; le mot de verrouillage lui-même peut comporter plusieurs éléments binaires erronés. Si elles ne sont pas trop nombreuses (une ou deux), le synchroniseur peut cependant détecter le mot de verrouillage; le nombre d'erreurs accepté influe sur le temps moyen d'acquisition.

Si le régime permanent est établi, le synchroniseur permet d'éviter qu'une procédure d'acquisition ne commence intempestivement.

2. DISTORSIONS ET PERTURBATIONS

2.1. Distorsions. — Une information est transmise de façon idéale si le signal $G(t)$ obtenu est proportionnel au signal incident au retard près introduit par la chaîne de transmission. Si l'on désigne par $F(t)$ le signal incident, par τ le retard dû à la chaîne et par K une constante, on doit avoir :

$$G(t) = KF(t - \tau)$$

On montre que ce résultat peut être obtenu si trois conditions sont imposées au canal de transmission :

— *Le canal doit être linéaire en amplitude :* L'amplitude du signal de sortie doit être proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée. Dans le cas contraire, il y a *distorsion d'intermodulation* et, si le signal incident comprend deux composantes de pulsations ω_1 et ω_2, le signal de sortie comprend des termes dont les pulsations sont des combinaisons linéaires de ω_1 et ω_2 : $(2\,\omega_1 - \omega_2)$, $(2\,\omega_2 - \omega_1)$.

Ces composantes d'intermodulation peuvent modifier, soit le signal lui-même, soit des signaux adjacents transmis en parallèle.

En télécommunications par satellites : du fait du prix très élevé de la puissance consommée à bord de l'engin, on utilise les éléments amplificateurs dans une zone non linéaire (au voisinage de leurs points de saturation) ; on tolère ainsi l'existence de termes d'intermodulation qui viennent s'ajouter aux bruits de la liaison. Dans les liaisons terrestres, on est beaucoup plus intransigeant sur les conditions de linéarité.

— *Le canal doit avoir un gain constant dans la bande de fréquences utile :* La distorsion correspondante est appelée *distorsion de gain fréquence* ou *distorsion d'amplification.*

— *Le canal doit apporter un déphasage qui varie proportionnellement à la fréquence :* La distorsion correspondante est appelée *distorsion de phase.* La constance du retard τ est une condition suffisante pour une restitution idéale des signaux en bande de base. Pour une onde modulée en amplitude ou en fréquence ou en phase, on montre que la réception est parfaite si la dérivée $\frac{d\varphi}{df}$ du déphasage φ par rapport à la fréquence f est constante.

Cette dérivée est proportionnelle au *temps de propagation de groupe* qui représente le temps propagation de l'enveloppe de modulation d'un paquet d'ondes de largeur df infiniment petite, au voisinage de la fréquence f. La constance du gain et la constance du temps de propagation de groupe sont les conditions suffisantes de transmission sans distorsion d'un signal modulé sur une onde porteuse, à travers un système linéaire en amplitude.

2.2. Perturbations. — On distingue les bruits additifs et les bruits multiplicatifs.

— Les *bruits additifs* sont présents à l'extrémité du canal, quel que soit le signal appliqué à l'entrée et même en l'absence de signal. Certains sont liés à l'existence même des éléments sur la liaison, comme les bruits dus à l'agitation thermique des électrons. Dans une bande assez étroite, on peut considérer que leur spectre est uniforme : ce sont des bruits « blancs ». D'autres perturbations proviennent d'imperfections des circuits : bruits de commutation provenant des autocommutateurs situés sur le réseau (bruits engendrés par des impulsions), bruits de diaphonie dus à d'autres circuits insuffisamment isolés par rapport au canal considéré.

— Les *bruits multiplicatifs* n'apparaissent qu'en présence du signal. Le bruit de quantification, qui est mis en évidence à l'extrémité d'une liaison codée, en est un exemple ; il résulte de l'approximation faite en codant un signal continu dans une échelle de valeurs discrètes.

3. CLASSIFICATION DES MODULATIONS

3.1. Utilité de la modulation. — D'une façon très générale, le rôle de la modulation est de permettre d'adapter le signal à transmettre à la bande de fréquences d'un canal de transmission. Cette opération a pour but :

— d'éviter une trop grande atténuation de certaines fréquences sur le support choisi pour la transmission. La transposition de fréquences, que réalise la plupart des modulations, permet de choisir un domaine de fréquences propice à une transmission sur la distance souhaitée. Par exemple, les ondes correspondant aux fréquences basses (fréquences vocales) sont atténuées très rapidement dans l'atmosphère ; grâce à une modulation d'amplitude, on peut transposer tout signal basse fréquence dans un autre domaine, de façon à obtenir des ondes électromagnétiques se propageant à distance ;

— de réduire les effets du bruit. Certaines modulations permettent d'obtenir des signaux occupant une bande de fréquences plus large que celle du signal modulant. Or, un résultat fondamental de la théorie de l'information indique qu'il est possible d'atteindre un certain débit d'informations (c'est-à-dire un certain signal modulant) en présence d'un bruit plus élevé, si l'on utilise une bande plus large. Ainsi, avec des procédés de modulation qui élargissent la bande du signal initial, la transmission est possible dans des conditions de bruit plus défavorables. Ces procédés de modulation apportent un gain de modulation. Cependant, toutes les modulations qui accroissent la bande utilisée par le signal n'apportent pas forcément de gain.

La modulation est également utilisée pour préparer le ou les signaux initiaux à la transmission. Cette *modulation intermédiaire* précède la modulation proprement dite. Le multiplexage de différents signaux unitaires, pour former un signal commun, utilise plusieurs modulations intermédiaires.

3.2. Modulations analogiques

3.2.1. Modulations analogiques d'une tension sinusoïdale. — Une tension sinusoïdale $v(t) = \widehat{V}_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ est définie par trois paramètres : l'amplitude $\widehat{V}_0$, la pulsation ω_0 $\left(\text{ou la fréquence } f_0 = \dfrac{\omega_0}{2\pi}\right)$, la phase φ_0. Trois sortes de modulation sont utilisées (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 2) :

1° *la modulation d'amplitude :* l'amplitude de $v(t)$ est une fonction linéaire du signal modulant $s(t)$ et est égale à :

$$\widehat{V}_0 \, [1 + k\, s(t)] \qquad (k = \text{Cte})$$

$$v(t) = \widehat{V}_0 \, [1 + k\, s(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

2° *la modulation de fréquence :* la fréquence instantanée f de $v(t)$ devient une fonction linéaire du signal modulant $s(t)$:

$$f = f_0 + k\, s(t) \qquad (k = \text{Cte})$$

Comme $v(t) = \widehat{V}_0 \cos[\theta(t) + \varphi_0]$ avec $\omega = 2\pi f = \dfrac{d\theta(t)}{dt}$ (car ω n'est pas une constante dans ce cas), on tire :

$$\theta(t) = \int_0^t 2\pi f \, dt = \int_0^t 2\pi\, [f_0 + k\, s(t)] \, dt = \omega_0 t + 2\pi k \int_0^t s(t) \, dt$$

et il vient :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos\left[\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi k \int_0^t s(t)\, dt\right]$$

3° *la modulation de phase* où la phase instantanée de $v(t)$ devient une fonction linéaire du signal modulant $s(t)$:

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + k\, s(t) \qquad (k = \text{Cte})$$

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0 + k\, s(t)]$$

Les deux relations qui définissent la modulation de fréquence et la modulation de phase montrent que les ondes modulées sont de même nature. La seule différence réside dans la convention qui relie le signal modulant à l'onde modulée. Ces deux types de modulation sont réunis sous la dénomination de *modulations angulaires.*

3.2.2. Modulations analogiques d'impulsions. — Une impulsion, considérée dans une base de temps, est définie par trois paramètres : son amplitude, sa largeur, sa position. Trois sortes de modulation peuvent donc être définies :

— la modulation d'impulsions en *amplitude :* l'amplitude des impulsions dépend linéairement du signal modulant ;

— la modulation d'impulsions en *largeur :* la largeur des impulsions dépend linéairement du signal modulant ;

— la modulation d'impulsions en *position :* la position des impulsions, par rapport à la base de temps, dépend linéairement du signal modulant.

Toutes ces modulations sont utilisées pour réaliser des multiplex.

3.3. Modulations numériques

3.3.1. Modulations numériques d'impulsions. — Dans la *modulation par impulsions et codage* (M.I.C.), la valeur de chaque échantillon est transmise sous forme numérique. Chaque valeur est codée et représentée par un nombre binaire comportant un plus ou moins grand nombre de chiffres (éléments binaires ou bits), suivant l'erreur de quantification que l'on admet pour ces transmissions (V. chap. 9). Cette modulation est utilisée pour constituer des multiplex numériques. Le signal multiplex représente une suite de zéro et de un. Il peut être transmis, soit directement, soit après modulation numérique d'une onde sinusoïdale (V. ci-après).

Dans la *modulation delta*, on code la *différence entre deux échantillons successifs.* La figure IV-15 représente schématiquement la constitution d'un signal delta. Bien sûr, l'échantillonnage est plus rapide que pour le M.I.C., mais on ne transmet qu'un seul élément binaire par échantillon. Le « train numérique » (ensemble des éléments binaires constituant le signal) est analogue à un « train M.I.C. ».

3.3.2. Modulations numériques d'une onde sinusoïdale. — Quand un signal est sous forme numérique, il peut être utilisé pour moduler une porteuse en amplitude, en fréquence ou en phase. Cependant, à la démodulation, il ne s'agit pas de reconstituer un signal basse fréquence identique au signal modulant, mais d'obtenir une suite numérique identique à la suite initiale. En général, pendant la durée d'un élément binaire, le paramètre de modulation garde une valeur constante (en principe) ; à la réception, le signal est analysé pendant toute cette durée afin de détecter s'il s'agit d'un bit 1 ou d'un bit 0 et il y a reconstitution de la forme idéale correspondant au bit détecté. On peut dire que, pour chaque élément binaire, il y a un « test d'hypothèse » et, par suite, la démodulation est caractérisée par un taux d'erreurs (et non plus par un rapport signal sur bruit après démodulation). Cet aspect

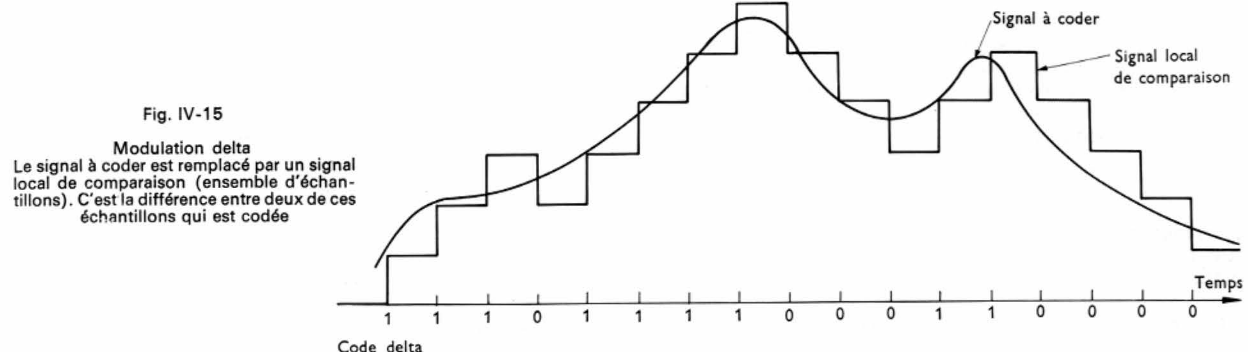


Fig. IV-15

Modulation delta
Le signal à coder est remplacé par un signal local de comparaison (ensemble d'échantillons). C'est la différence entre deux de ces échantillons qui est codée

quantifié des opérations apparaît bien dans la dénomination des modulations numériques d'une onde sinusoïdale. On distingue :

— *la modulation par saut d'amplitude :* l'amplitude de la sinusoïde transmise est choisie parmi un ensemble discret d'amplitudes possibles ;

— *la modulation par déplacement de fréquence :* la fréquence de la sinusoïde transmise est choisie parmi un ensemble discret de fréquences possibles ;

— *la modulation par déplacement de phase :* la phase de la sinusoïde transmise est choisie parmi un ensemble discret de phases possibles.

Les divers types de modulation envisagés ci-dessus sont rassemblés dans le tableau suivant :

autour de la pulsation ω_0 (fig. IV-16). On va le vérifier sur un cas simple ; le signal modulant est supposé sinusoïdal :

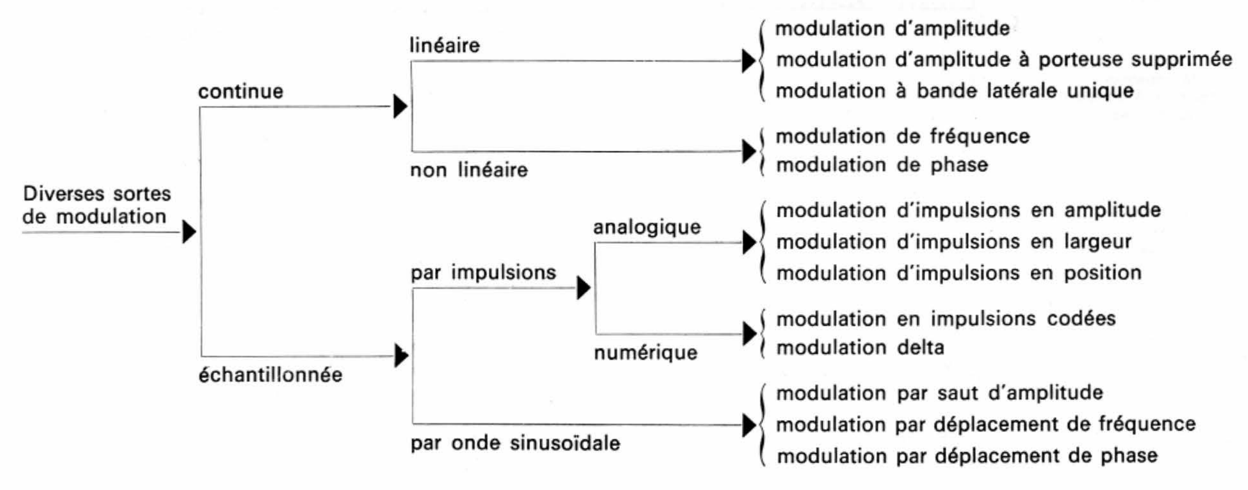
$$s(t) = \widehat{S} \cos \Omega t$$

Le signal modulé s'écrit (en posant $\widehat{S}\ \widehat{V}_0 = \widehat{V}$) :

$$v(t) = \widehat{V} \cos \Omega t . \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$= \frac{\widehat{V}}{2} \left\{ \cos [(\Omega + \omega_0)t + \varphi_0] + \cos [(\Omega - \omega_0)t - \varphi_0] \right\}$$

Le spectre de ce signal comporte deux raies dont les pulsations sont égales à $(\Omega + \omega_0)$ et à $(\Omega - \omega_0)$. Ce résultat s'applique à chaque composante du signal $s(t)$ si celui-ci n'est pas sinusoïdal et c'est pour cette raison



Cette énumération n'est pas exhaustive. Il existe de nombreux types de modulation hybride développés pour des besoins particuliers.

4. MODULATIONS ET DÉMODULATIONS D'AMPLITUDE

4.1. Modulation-produit. — Dans une modulation-produit, on réalise le produit du signal modulant $s(t)$ et de la tension porteuse $\widehat{V}_0 \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$:

$$v(t) = \widehat{V}_0\, s(t) \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

Le spectre obtenu au cours de cette opération se déduit de celui de $s(t)$ par une translation suivie d'une symétrie

que le spectre du signal modulé peut être obtenu à partir de celui de $s(t)$ en faisant une translation suivie d'une symétrie.

Si $s(t)$ est un signal sans composante continue, le signal modulé n'a pas de composante de fréquence égale à la fréquence porteuse. On obtient ainsi une modulation d'amplitude *à porteuse supprimée*. On réalise ainsi une économie d'énergie à l'émission, mais cela interdit l'emploi d'un démodulateur dans lequel la porteuse est régénérée grâce à un filtre à bande passante étroite.

4.2. Modulation d'amplitude classique. — La modulation d'amplitude classique est une modulation-produit dans laquelle le signal basse fréquence est la somme du signal modulant $s(t)$ et d'une tension constante. Le signal modulé est donné par l'expression suivante :

$$v(t) = \widehat{V}_0\ [1 + \alpha\ s(t)] . \cos\ (\omega_0 t + \varphi_0)$$

où $\alpha\, s(t)$ représente un signal modulant normalisé dont les variations sont comprises dans l'intervalle $[-1, +1]$.

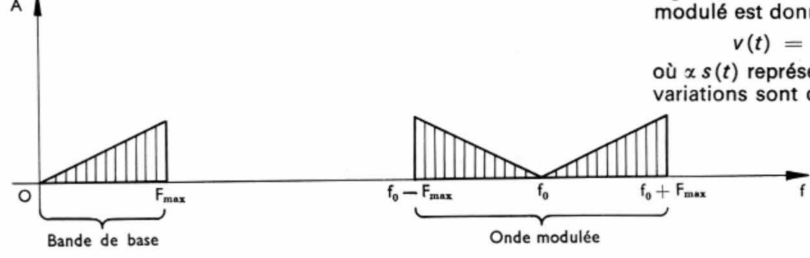


Fig. IV-16

Spectres du signal modulant et de l'onde modulée dans la modulation-produit

En régime sinusoïdal, on peut écrire :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \, [1 + k \cos \Omega t] \cos (\omega_0 t + \varphi_0)$$

(k est appelé indice de modulation).

La puissance transportée par l'onde modulée est proportionnelle au produit $\left[\frac{\widehat{V}_0^2}{2}\left(1+\frac{k^2}{2}\right)\right]$; elle est répartie entre la porteuse $\left(\frac{\widehat{V}_0^2}{2}\right)$ et chaque bande latérale $\left(\frac{\widehat{V}_0}{2}\frac{k^2}{4}\right)$. La puissance transportée par la porteuse est constante, tandis que celle transportée par les composantes des bandes latérales varie en fonction du régime de modulation.

4.3. Modulation à bande latérale unique. — Les deux bandes latérales sont symétriques et transportent exactement la même information. La suppression d'une bande latérale permet d'éliminer la redondance du signal modulé en amplitude (signal classique) ; on obtient ainsi une modulation en bande latérale unique (B.L.U.). Pratiquement, la porteuse et l'une des bandes latérales du spectre du signal modulé en amplitude (signal classique) sont éliminées par un filtrage. Éventuellement, une composante d'amplitude réduite et de fréquence égale à la fréquence porteuse est réintroduite pour faciliter la démodulation (fig. IV-17).

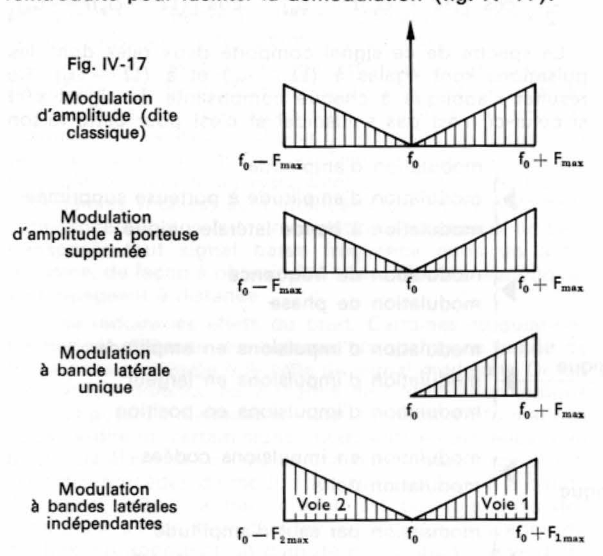


Fig. IV-17

4.4. Modulation à bandes latérales indépendantes. On réalise deux modulations à bande latérale unique avec deux signaux indépendants en gardant la bande latérale supérieure pour l'une et la bande latérale inférieure pour l'autre. En juxtaposant les ondes à B.L.U., on obtient un signal qui occupe la même largeur qu'un signal modulé en amplitude, mais il transporte deux informations indépendantes grâce à ses deux bandes latérales.

4.5. Modulation à bandes latérales atténuées. Pour obtenir un signal modulé à B.L.U., il faut que le filtre réalise une coupure brutale au voisinage de la porteuse (tout particulièrement si le signal modulant comporte des termes de basses fréquences). Il est souvent plus simple d'utiliser un filtre dont la courbe de réponse (V. t. 1, Électronique, chap. 12) a l'aspect indiqué sur la figure IV-18. On atténue ainsi la partie basse fréquence d'une des bandes latérales et l'on transmet la partie complémentaire sur l'autre bande latérale qui permet la reconstitution de l'information à la réception.

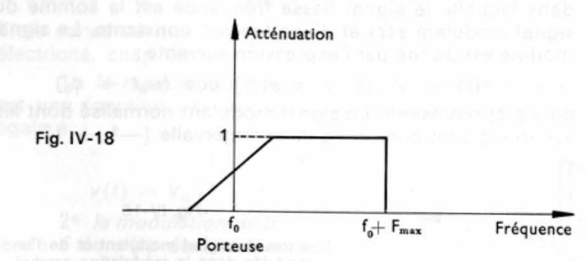


Fig. IV-18
Atténuation du filtre utilisé pour obtenir une modulation à bandes latérales atténuées

4.6. Réalisation de la modulation-produit. Modulateur en anneau. — Le modulateur en anneau (fig. IV-19) est un dispositif à trois accès. Le signal obtenu à

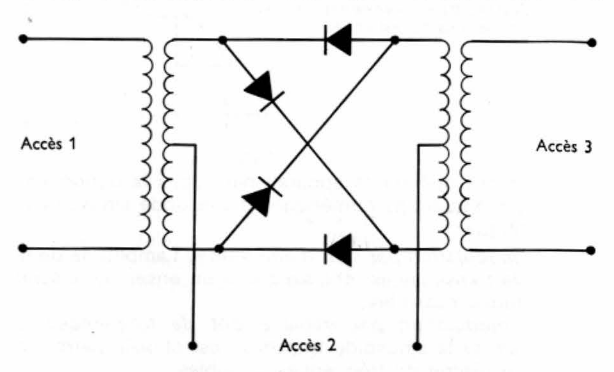


Fig. IV-19 — Modulateur en anneau

l'accès 3 est égal au produit du signal appliqué à l'accès 1 et du signe de celui appliqué à l'accès 2. Si entre les bornes de l'accès 2, la tension est sinusoïdale, le signe à considérer est représenté par un signal carré périodique $p(t)$, positif pendant une alternance et négatif pendant l'alternance suivante. Si le signal à moduler $s(t)$ est appliqué entre les bornes de l'accès 1, la tension de sortie du montage est égale à :

$$v(t) = s(t) \, . \, p(t)$$

En décomposant $p(t)$ en série de Fourier, on peut écrire :

$$p(t) = \sum_{q=1}^{\infty} a_{2q+1} \cos [(2q+1) \, a_{2q+1} \, \omega_0 t + \varphi_q]$$

et :

$$v(t) = \sum_{q=1}^{\infty} a_{2q+1} \, s(t) \cos [(2q+1) \, \omega_0 t + \varphi_q]$$

Le signal de sortie est la somme des signaux issus d'une modulation-produit de $s(t)$ avec toutes les composantes harmoniques impaires de la porteuse. En sortie, un filtre passe-bande permet d'obtenir un signal modulé en amplitude sans porteuse.

4.7. Démodulations

4.7.1. Démodulation d'enveloppe. — Ce procédé de démodulation est le plus simple et il est apériodique. Le signal modulé est appliqué à l'entrée d'un dispositif non linéaire, généralement un redresseur (fig. IV-20). Cette

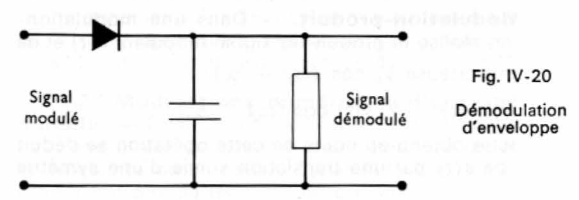


Fig. IV-20 Démodulation d'enveloppe

opération fait apparaître des composantes qui sont des harmoniques du signal incident et la bande de base du signal modulant est présente dans le spectre obtenu. Un filtre passe-bas permet d'éliminer toutes les fréquences autres que celles de la bande utile.

4.7.2. Démodulation cohérente. — Cette démodulation est du type produit. En effet, pour reconstituer le signal modulant, tout se passe comme si l'on faisait le produit du signal modulé et d'une tension sinusoïdale locale en phase avec la porteuse utilisée à la modulation.

Une tension modulée en amplitude par un signal sinusoïdal, et correspondant à une onde sans porteuse, peut être représentée par l'équation suivante (V. ci-dessus) :

$$v(t) = \frac{\widehat{V}}{2}\left[\cos(\omega_0 + \Omega)t + \cos(\omega_0 - \Omega)t\right] \quad (\text{avec } \Omega \ll \omega_0)$$

En la multipliant par une tension que l'on suppose égale à $\cos \omega_0 t$, ω_0 étant la pulsation de la porteuse ($\omega_0 = 2\pi f_0$), on obtient une tension égale à :

$$v(t)\cos\omega_0 t = \frac{\widehat{V}}{4}\left[\cos(2\omega_0 + \Omega)t + \cos(2\omega_0 - \Omega)t + 2\cos\Omega t\right]$$

C'est le signal de sortie du démodulateur ; le signal modulant $\widehat{S}\cos\ \Omega t$, proportionnel à $\widehat{V}\cos\ \Omega t$, peut être isolé par filtrage.

Ce démodulateur est utilisable avec tous les signaux modulés en amplitude. Toutefois, pour reconstituer le signal de fréquence f_0 correspondant à la porteuse (utilisée à la modulation), il est nécessaire de transmettre une certaine énergie à cette fréquence f_0. Une erreur de phase entre la porteuse utilisée à la modulation et celle utilisée à la démodulation entraîne une atténuation du signal démodulé dans le cas d'une modulation d'amplitude à double bande latérale et une distorsion si la modulation est à bande latérale unique (apparition d'un signal en quadrature). Les circuits de régénération de porteuses sont particulièrement soignés en B.L.U. ; cette complication technologique est la contrepartie du gain en bande passante obtenu par ce procédé.

4.8. Comparaison des différents types de modulation d'amplitude. — La figure IV-21 résume graphiquement les performances des différents procédés de modulation d'amplitude en présence de bruit. Sur le même

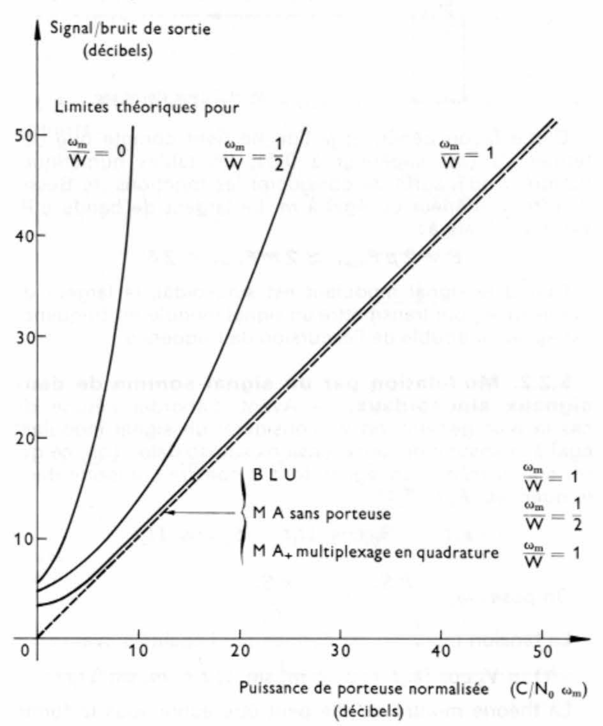


Fig. IV-21 — Performances des différents types de modulation d'amplitude. ω_m : largeur de bande du signal modulant. W : largeur de bande du signal modulé

graphique, on a représenté les limites théoriques des performances de canaux de transmission identiques (telles que la théorie de l'information permet de les évaluer). On voit que les différents procédés de modulation d'amplitude sont équivalents. La modulation d'amplitude classique, qui impose l'utilisation d'une bande de fréquences deux fois plus large que les autres, est moins proche de la courbe théorique correspondante que la modulation en B.L.U. De ce point de vue, l'avantage de la modulation à bandes latérales indépendantes apparaît très nettement puisqu'il est ainsi possible de transmettre deux fois plus d'informations avec la même bande de fréquences qu'en modulation d'amplitude classique.

5. MODULATIONS ANGULAIRES

En modulation angulaire, la phase instantanée de la tension sinusoïdale porteuse est fonction du signal modulant. En modulation de phase, la phase instantanée de la sinusoïde porteuse est fonction linéaire du signal modulant et la valeur instantanée du signal modulé est égale à :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos\left[\omega_0 t + \varphi_0 + ks(t)\right] \qquad (k = \text{Cte})$$

En modulation de fréquence, la fréquence instantanée de la sinusoïde porteuse est fonction linéaire du signal modulant et la tension modulée est alors donnée par l'expression suivante :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos\left[\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi k\int_0^t s(t)\,dt\right] \qquad (k = \text{Cte})$$

Modulation de phase et modulation de fréquence sont deux formes très liées de modulation angulaire (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 2). En principe, on peut obtenir une modulation de phase avec un modulateur de fréquence précédé d'un circuit différenciateur (fig. IV-22). De même, on peut réaliser une modulation de fréquence avec un

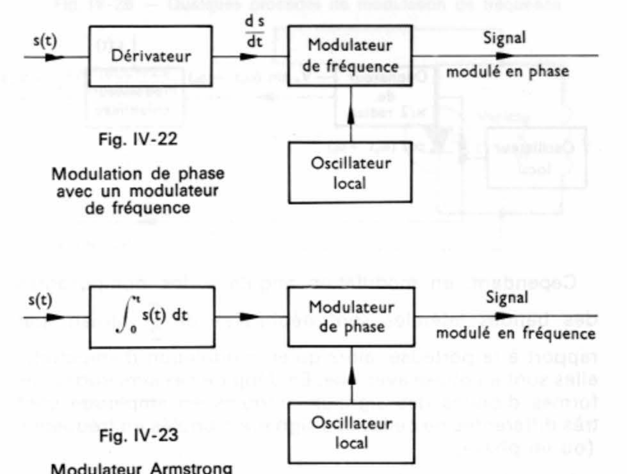


Fig. IV-22

Modulation de phase avec un modulateur de fréquence

Fig. IV-23

Modulateur Armstrong

modulateur de phase précédé d'un circuit intégrateur (dispositif Armstrong ; fig. IV-23). Les formes d'onde des signaux modulés angulairement étant identique, on limite l'exposé à la modulation de fréquence.

5.1. Modulation de fréquence à bande étroite. — En modulation de fréquence, la fréquence instantanée f du signal modulé est donnée par l'expression suivante :

$$f = f_0 + k\,s(t)$$

Le produit $k\,s(t)$ est l'excursion de fréquence par rapport à f_0. La valeur instantanée de ce signal est égale à (V. ci-dessus, § 3) :

$$v(t) = \widehat{V}_0 \cos\left[\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi k\int_0^t s(t)\,dt\right]$$

Si, quel que soit t, l'angle $\left[2\pi k\int_0^t s(t)\,dt\right]$ est très faible, l'expression de l'onde modulée en fréquence peut s'écrire :

$$v(t) \approx \widehat{V}_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \widehat{V}_0\, 2\pi k\left[\int_0^t s(t)\,dt\right]\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

(En effet : $\cos(a + b) = \cos a\cos b - \sin a\sin b$; ici

$a = (\omega_0 t + \varphi_0)$ et $b = 2\pi k \int_0^t s(t)\,dt$. Comme b est faible, il vient : $\cos b \approx 1$ et $\sin b \approx b$, l'angle étant exprimé en radians).

En comparant cette expression à celle qui donne la valeur instantanée d'un signal modulé en amplitude (V. § 3.2.1), on constate qu'elles sont analogues. Ces signaux ont tous deux une composante de fréquence égale à la fréquence porteuse f_0. De plus, si le signal modulant $s(t)$ a un spectre limité à la bande 0-F_{max}, il en est de même du signal $\int_0^t s(t)\,dt$ et, par suite, le signal modulé en fréquence à bande étroite (ou modulé en phase à bande étroite) occupe la même bande $2\,F_{max}$ que le signal modulé en amplitude.

Le terme $J_p\ (m)$ représente la fonction particulière de l'indice de modulation m ; elle est appelée fonction de Bessel d'ordre p (p est un entier variant de 0 à l'infini). Les fonctions de Bessel sont données par des tables numériques.

Le spectre du signal comporte une raie à la fréquence f_0 (porteuse) et un ensemble de raies, symétriques par rapport à la porteuse, à des fréquences $(f_0 \pm p\,F)$. Le nombre p variant de zéro à l'infini, le spectre est-il infini ? En réalité non, car le module des fonctions de Bessel décroît rapidement avec l'ordre :

— si $m \ll 1$: seules les fonctions $J_0(m)$ et $J_1\ (m)$ doivent être considérées ;

— si $m = 2$: les fonctions de Bessel d'ordre supérieur à 5 ($J_5(2)$, $J_6(2)$, ...) sont négligeables : la bande utile est donc égale à $2 \times 4\,F = 8\,F$.

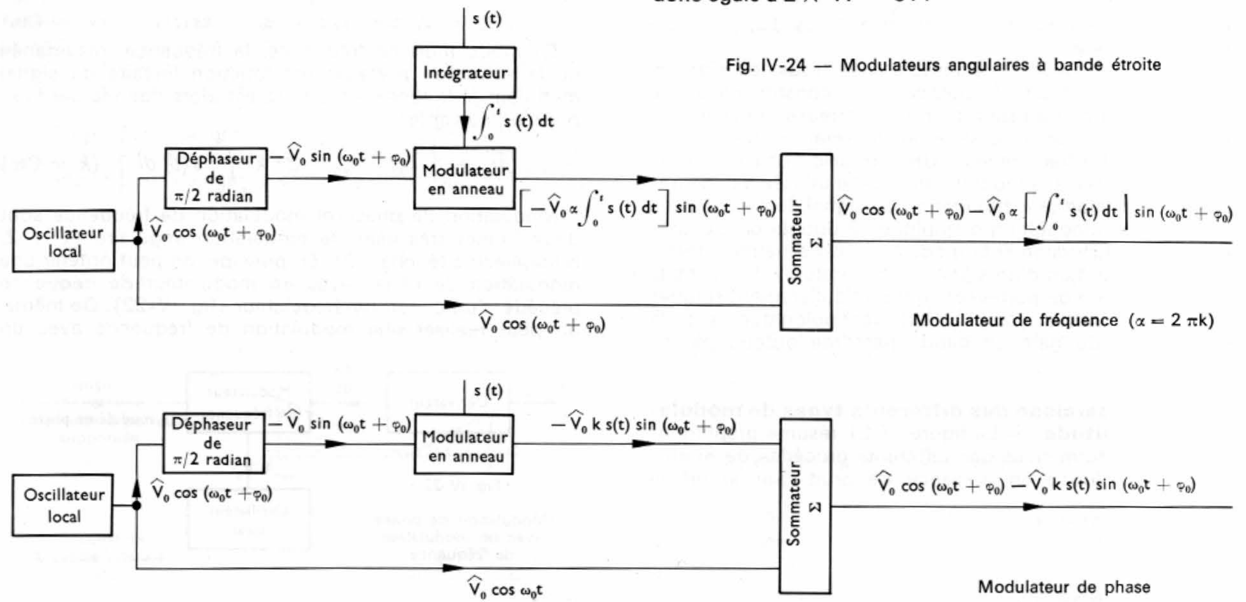


Fig. IV-24 — Modulateurs angulaires à bande étroite

Cependant, en modulation angulaire, les composantes des bandes latérales sont déphasées de $\frac{\pi}{2}$ radian par rapport à la porteuse, alors qu'en modulation d'amplitude, elles sont en phase avec elle. En dépit de ces similitudes, les formes d'ondes des signaux modulés en amplitude sont très différentes de celles des signaux modulés en fréquence (ou en phase).

Les relations précédentes suggèrent évidemment un procédé pour obtenir une modulation de fréquence ou de phase à bande étroite avec un modulateur en anneau (fig. IV-24).

5.2. Modulation de fréquence à large bande

5.2.1. Modulation par un signal sinusoïdal. — Si le signal modulant $s(t)$ est sinusoïdal et égal à :

$$s(t) = \hat{S} \cos \Omega\, t \qquad (\text{avec } \Omega = 2\pi F)$$

l'expression de la tension modulée prend alors la forme suivante :

$$v(t) = \hat{V}_0 \cos \left[\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\,\pi\,k\hat{S}}{\Omega} \sin \Omega\, t\right]$$

Le produit $\delta = k\hat{S}$ est l'*excursion maximale de fréquence* de l'onde modulée et le rapport $m = \frac{2\pi\,k\,\hat{S}}{\Omega} = \frac{k\,\hat{S}}{F}$ est appelé *indice de modulation*.

On démontre que la valeur instantanée du signal $v(t)$ est égale à une somme de fonctions :

$$v(t) = \hat{V}_0 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} J_p\ (m) \cos\,[(\omega_0 + p\,\Omega)\,t + \varphi_0]$$

D'une façon générale, si l'on ne tient compte que des termes $J_p\ (m)$ supérieur à 0,01, les tables numériques montrent qu'il suffit de considérer les fonctions de Bessel d'ordre p inférieur ou égal à m. La largeur de bande utile est donc égale à :

$$B = 2\,p\,F_{max} \approx 2\,m\,F_{max} = 2\,\delta$$

Quand le signal modulant est sinusoïdal, la largeur de bande utile pour transmettre un signal modulé en fréquence est égale au double de l'excursion de fréquence.

5.2.2. Modulation par un signal-somme de deux signaux sinusoïdaux. — Avant d'aborder l'étude du cas le plus général, on va considérer un signal modulant égal à la somme de deux tensions sinusoïdales (ou, ce qui revient au même, un signal dont le spectre comporte deux fréquences : F_1 et F_2) :

$$s(t) = \hat{S}_1 \cos\ \Omega_1 t + S_2 \cos\ \Omega_2 t$$

On pose : $m_1 = \frac{k\,\hat{S}_1}{F_1}$, $m_2 = \frac{k\,\hat{S}_2}{F_2}$

La tension modulée est donnée par l'égalité suivante :

$$v(t) = \hat{V}_0 \cos\,[\omega_0 t + \varphi_0 + m_1 \sin\ \Omega_1 t + m_2 \sin\ \Omega_2 t]$$

La théorie montre qu'elle peut être écrite sous la forme d'une somme de combinaisons de fonctions :

$$v(t) = \hat{V}_0 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{q=-\infty}^{+\infty} J_p\ (m_1)\ J_q\ (m_2)$$
$$\cos\,[(\omega_0 + p\,\omega_1 + q\,\omega_2)t + \varphi_0]$$

Le spectre de ce signal comporte deux sortes de raies :

— celles de fréquences $(f_0 \pm p\ F_1)$ et $(f_0 \pm q\ F_2)$,

comme si les composantes sinusoïdales modulaient la tension porteuse indépendamment l'une de l'autre;

— celles de fréquences $f_0 + p\,F_1 + q\,F_2$ qui correspondent à des termes d'intermodulation entre les deux composantes du signal modulant (cette intermodulation est liée au caractère non linéaire des modulations angulaires, comme on le verra ci-après).

5.2.3. Cas général. Formule de Carson. — Dans le cas général, il est difficile de connaître le spectre d'une onde modulée angulairement. Cependant, une relation approchée, due à Carson, donne la largeur de bande utile W d'un signal modulé en fréquence :

$$W = 2\,[k\,|\,s(t)\,|_{\max} + F_{\max}]$$

Dans cette relation, $k\,|\,s(t)\,|_{\max}$ est la déviation maximale de fréquence et $F_{\max}$ est la fréquence maximale du spectre du signal modulant $s(t)$.

On peut remarquer que le résultat trouvé dans le cas d'une onde modulante sinusoïdale ($W = 2\,\delta$ puisque $k\,|\,s(t)\,|_{\max} = \delta$) est cohérent avec cette relation lorsque m est grand (c'est-à-dire lorsque F est très inférieur à δ).

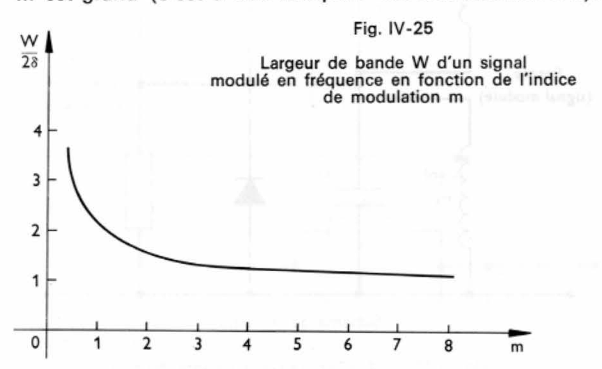


Fig. IV-25
Largeur de bande W d'un signal modulé en fréquence en fonction de l'indice de modulation m

La figure IV-25 représente les variations du rapport $\frac{W}{2\delta}$ en fonction de l'indice de modulation m.

5.3. Modulation linéaire et modulation non linéaire. — Une modulation est linéaire si le spectre obtenu avec un signal modulant $(s_1 + s_2)$, somme de deux signaux s_1 et s_2, comporte la réunion des fréquences qui forment les spectres des signaux modulés par s_1 d'une part, par s_2 d'autre part.

La modulation d'amplitude, réalisant une translation de fréquence, possède cette propriété. Au contraire, la modulation angulaire n'est pas linéaire puisqu'il y a des termes d'intermodulation. Toutefois, la modulation de fréquence à bande étroite peut cependant être considérée comme linéaire.

Le meilleur comportement des modulations angulaires, en présence de bruit, a un certain rapport avec leur caractère non linéaire.

5.4. Puissance transportée par une onde modulée en fréquence. — En modulation d'amplitude, la puissance totale de l'onde modulée est fonction de l'indice de modulation. En modulation de fréquence, cette puissance est constante et est égale à :

$$\frac{\widehat{V}_0^2}{2}$$

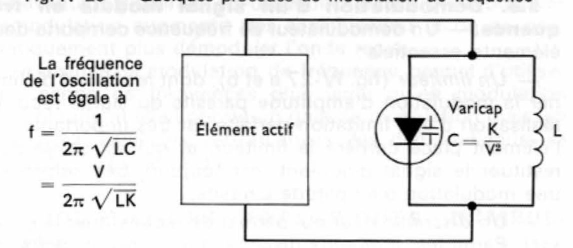
Dans le cas d'une onde modulante sinusoïdale, la puissance transportée par l'onde porteuse est égale à :

$$\left[\frac{\widehat{V}_0^2}{2}\,J_0^2\,(m)\right]$$

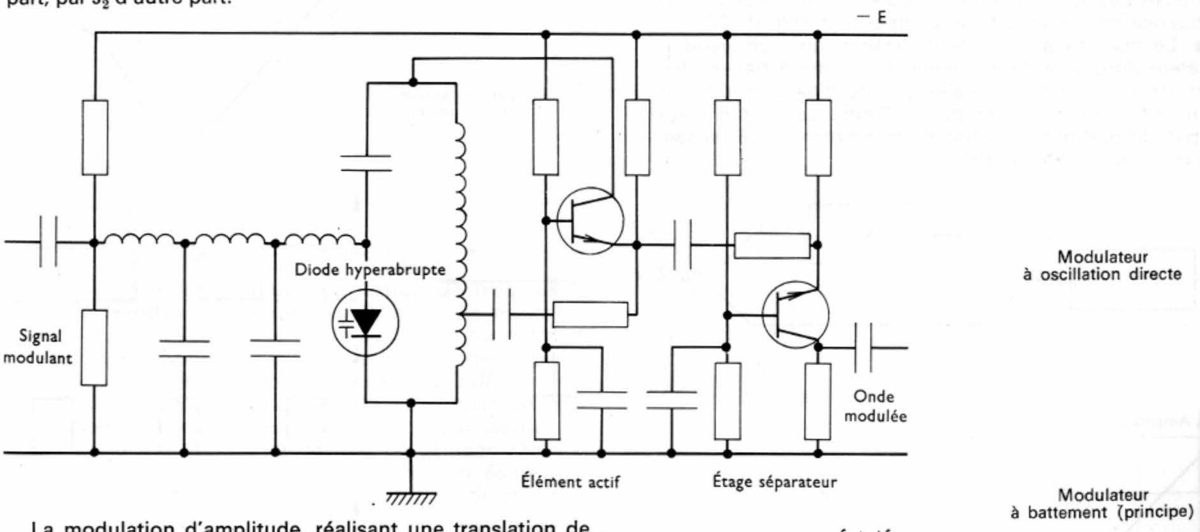
On peut rendre cette puissance négligeable en choisissant $m = 2{,}40$ ou $m = 5{,}52$ ($J_0(m)$ est alors nulle). Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour mesurer l'excursion de fréquence $\delta = m\,F$ d'un modulateur : avec un analyseur de spectre, on règle la fréquence modulante F pour annuler la composante à la fréquence f_0 et l'on déduit δ.

5.5. Procédés de modulation de fréquence. — De nombreux modulateurs ont été mis au point pour les différentes applications. Tous comportent un circuit oscillant (équivalent à une inductance et un condensateur associés en parallèle) dont l'une des caractéristiques, le plus souvent la capacité, varie en fonction du signal modulant (fig. IV-26). La fréquence de résonance f_0 de ce circuit oscillant varie linéairement en fonction du signal modulant si la capacité est proportionnelle à l'inverse du carré de la tension

Fig. IV-26 — Quelques procédés de modulation de fréquence



Modulateur à oscillation directe (principe)



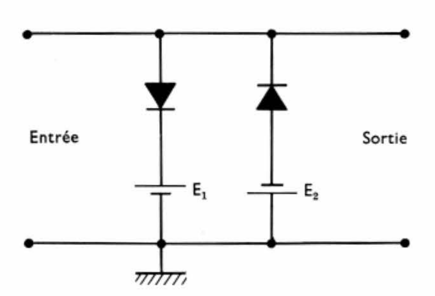


Fig. IV-27 a — Limiteur parallèle

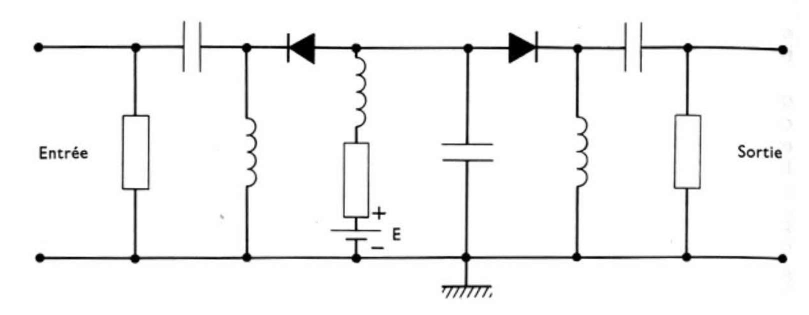


Fig. IV-27 b — Limiteur série

appliquée aux bornes de l'élément jouant le rôle de condensateur. Cela n'est réalisé que par certaines diodes, dites hyperabruptes, dans une gamme limitée de fréquences. Si cette gamme n'est pas suffisante, deux techniques permettent de lever cette difficulté.

— On peut utiliser deux modulateurs peu linéaires et réaliser des battements au moyen des deux tensions de sortie. Par filtrage, on ne retient que les signaux dont les fréquences sont égales à la différence des fréquences des tensions de sortie des modulateurs. C'est une *modulation à battement*.

— On peut également utiliser un *modulateur à oscillation directe* très linéaire et augmenter sa bande en multipliant sa fréquence ; les facteurs de multiplication les plus simples (2 et 3) sont aisément réalisables.

5.6. Démodulation d'un signal modulé en fréquence. — Un démodulateur de fréquence comporte deux éléments essentiels :

— *Un limiteur* (fig. IV-27 a et b), dont le rôle est d'éliminer la modulation d'amplitude parasite du signal reçu. La réalisation d'une limitation parfaite est très importante, car l'élément placé derrière le limiteur, et qui est utilisé pour restituer le signal modulant, est toujours très sensible à une modulation d'amplitude parasite.

— *Un discriminateur* qui permet de reconstituer le signal $s(t)$. Parmi les nombreux discriminateurs mis au point, on peut citer :

- Le discriminateur à circuits oscillants décalés qui comporte deux circuits montés en opposition et accordés sur des fréquences symétriques par rapport à la fréquence porteuse. Les non-linéarités dès caractéristiques amplitude-fréquence de ces circuits se compensent (fig. IV-28).
- Le discriminateur à multiplication qui comprend un écrêteur dont la sortie est reliée à un filtre à travers deux portions de circuit en parallèle, l'une d'elles introduisant un retard déterminé τ par rapport à l'autre. La caractéristique amplitude-pulsation (ou amplitude-fréquence) de l'ensemble est linéaire (fig. IV-29).

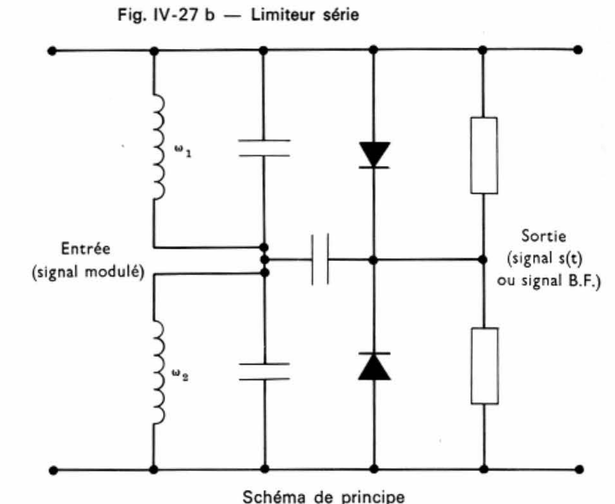
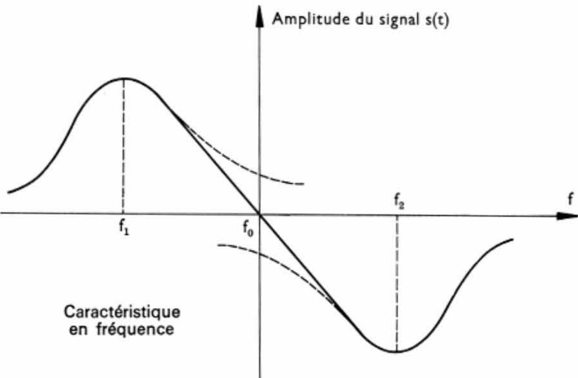


Schéma de principe

Fig. IV-28 — Discriminateur à circuits décalés



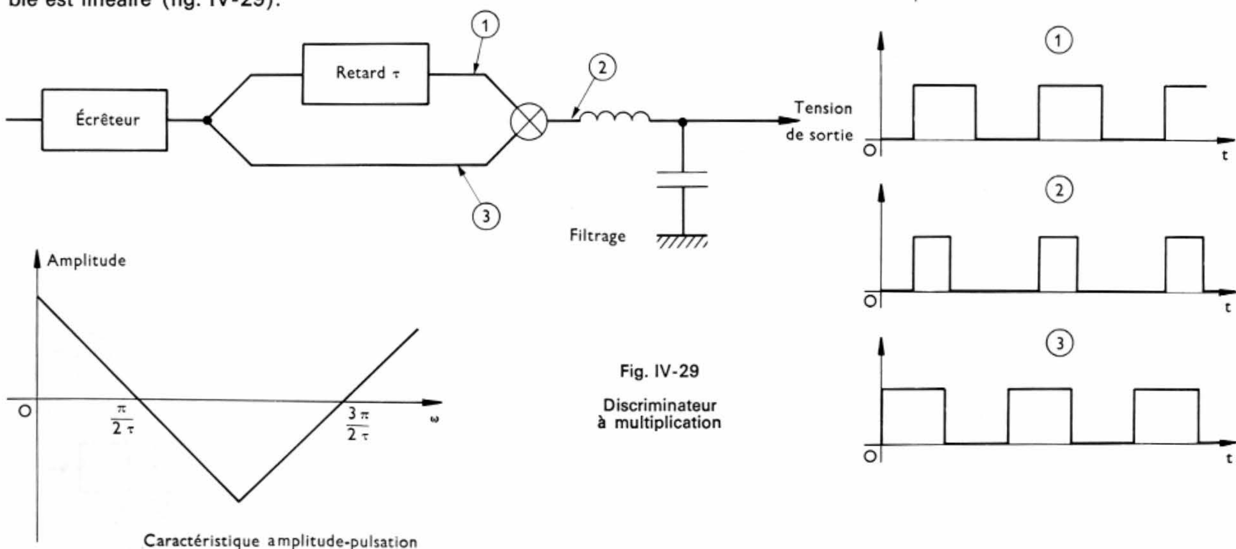


Fig. IV-29

Discriminateur à multiplication

5.7. Bruit. Préaccentuation. — Après démodulation, les composantes de grande fréquence du signal utile sont brouillées par un bruit plus important que les composantes de basse fréquence. Pour éviter cet inconvénient, particulièrement gênant si le signal modulant est un multiplex à répartition en fréquences (les voies « hautes » sont alors défavorisées par rapport aux voies « basses »), avant la modulation, on amplifie les composantes de fréquence élevée : c'est la « préaccentuation » du signal modulant. Après discrimination, on désaccentue le signal reçu (et donc également le bruit démodulé). Toutes les voies d'un multiplex par répartition en fréquences peuvent ainsi être transmises dans des conditions semblables (fig. IV-30).

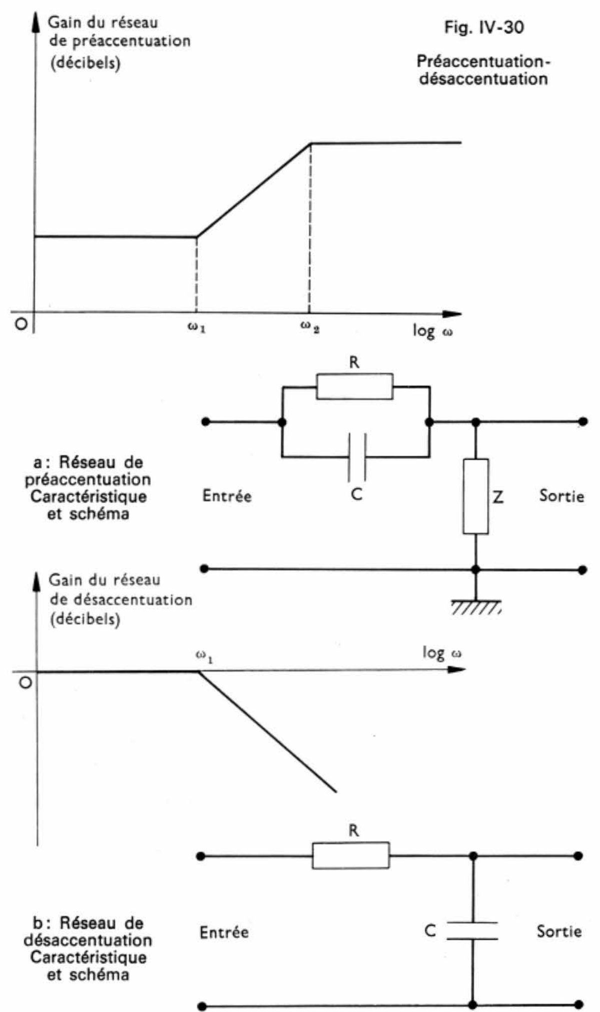


Fig. IV-30
Préaccentuation-désaccentuation

5.8. Comparaison de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude. Gain de modulation. — La figure IV-31 représente le rapport du signal et du bruit après démodulation pour une onde modulée en fréquence (onde M.F.) et pour une onde modulée en amplitude sans porteuse (onde M.A.) ; ce rapport est égal au quotient de la puissance du signal et de la puissance de bruit dans la totalité de la bande utile. Le message transmis est supposé identique, le bruit sur la liaison également (bruit uniforme dans la bande utile). L'amplitude au repos de l'onde modulée en amplitude est égale à l'amplitude $\widehat{V}_0$ de l'onde modulée en fréquence.

La modulation de fréquence permet une amélioration du rapport du signal et du bruit après démodulation ; cela constitue un gain de modulation (pratiquement égal à 3 dB). Cette propriété est liée au fait que la transmission est réalisée en utilisant une bande de fréquences plus grande que celle du signal modulant. On voit apparaître une propriété très générale des modulations : on peut compenser une

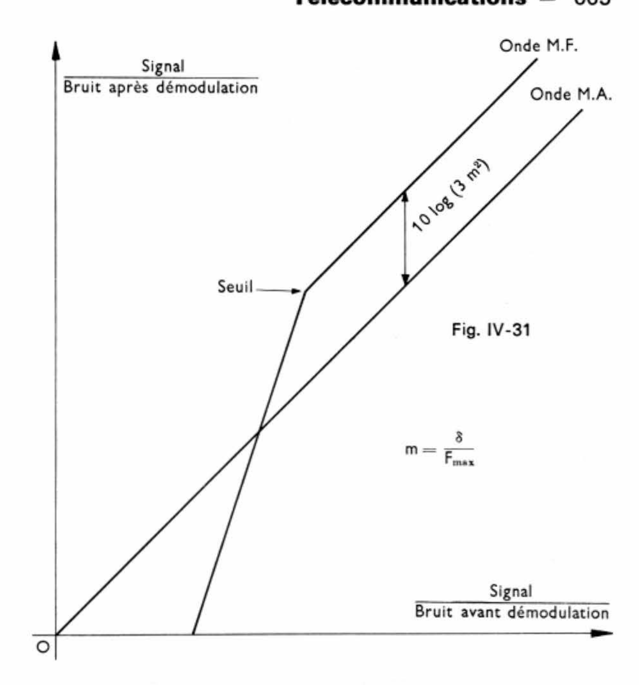


Fig. IV-31

insuffisance de puissance par l'utilisation d'une bande passante plus grande. Pour de faibles rapports signal/bruit, cet avantage disparaît ; au-dessous d'un seuil, le bruit après démodulation augmente très sensiblement et on ne peut pratiquement plus démoduler l'onde reçue.

En résumé, la modulation de fréquence permet d'utiliser une bande de fréquences plus large qu'en modulation d'amplitude et elle apporte un gain de modulation mais, en deçà d'un seuil, les performances des démodulateurs se dégradent très rapidement.

6. MODULATIONS ANALOGIQUES D'IMPULSIONS

La figure IV-32 représente trois modulations d'impulsions (en amplitude, en largeur, en position) obtenues à partir

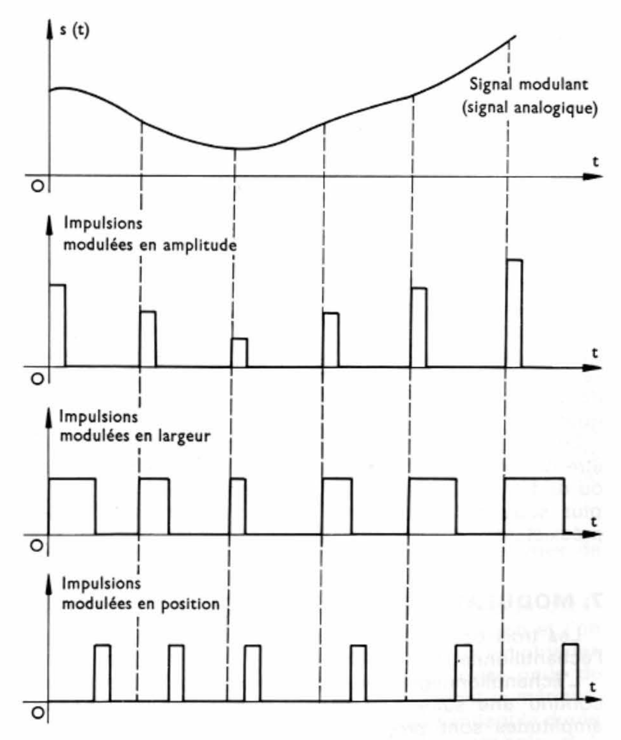


Fig. IV-32 — Modulations analogiques d'impulsions

d'un même signal analogique. Les impulsions doivent subir une certaine « mise en forme » pour faciliter leurs traitements ultérieurs. En particulier, elles ont une certaine largeur, τ.

En première approximation, le spectre d'un signal, formé d'impulsions modulées en amplitude, comprend le spectre du signal modulant et l'ensemble des spectres déduits du précédent par des translations les amenant autour des fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage.

Les spectres des signaux d'impulsions modulées en largeur ou en position sont beaucoup plus complexes; ils comprennent diverses composantes autour des multiples de la fréquence d'échantillonnage. Le spectre des impulsions modulées en largeur comprend le spectre du signal modulant, alors que le spectre des impulsions modulées en position ne conserve plus trace de celui-ci.

En résumé, on peut restituer le signal modulant par un simple filtrage basse fréquence après une modulation en amplitude ou une modulation en largeur; une conversion de modulation est nécessaire après une modulation en position (il faut lui faire correspondre une modulation, soit en largeur, soit en amplitude).

La modulation d'impulsions en amplitude n'est utilisée que comme intermédiaire dans la construction des multiplex; en effet, dans ce cas, le spectre est plus large que celui obtenu dans une modulation d'amplitude classique et les performances contre le bruit ne sont pas améliorées.

$$\left(\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}\right)_{\text{M.I.A.}} = \frac{\tau}{T}\left(\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}\right)_{\text{M.A.}}$$

τ largeur des impulsions;
T intervalle d'échantillonnage.

Les modulations d'impulsions en largeur ou en position ont des performances analogues pour une même largeur de bande utilisée. Si l'on appelle A l'amplitude des impulsions transmises, W la largeur de la bande utile, N_0 la densité spectrale du bruit sur le canal et Δp le déplacement maximal du front de l'impulsion en modulation d'impulsions en position ou la variation maximale de largeur en modulation d'impulsions en largeur, le rapport du signal et du bruit après démodulation s'exprime par la relation suivante:

$$\frac{\text{signal}}{\text{bruit après démodulation}} = \frac{A^2\, W}{N_0}\,(\Delta p)^2$$

La largeur de bande W dépend du temps de montée des impulsions. On voit que l'incertitude sur la position des fronts des impulsions influence directement le rapport du signal et du bruit après démodulation. La modulation d'impulsions en largeur est de réalisation plus facile; la démodulation peut être faite par simple filtrage.

La modulation d'impulsions en position nécessite la transmission auxiliaire de la base de temps. Cette modulation n'étant utilisée que pour constituer des multiplex où cette base de temps est présente, cela n'est pas vraiment un inconvénient. Pour la transmission, on peut utiliser un canal opaque aux fréquences basses, puisque le spectre ne contient pas celui du signal modulant. Autrement dit, la difficulté rencontrée à la démodulation est compensée par une facilité de transmission.

Un autre avantage de la modulation d'impulsions en position est que l'énergie transmise par unité de temps est constante. Cette propriété est analogue à la constance de la puissance transmise sur une onde modulée en fréquence.

Les trois modulations analogiques d'impulsions peuvent être des intermédiaires avant une modulation d'amplitude ou de fréquence classique. Ces combinaisons résultent, le plus souvent, de la nécessité de réutiliser des matériels préexistants pour des applications nouvelles.

7. MODULATION PAR IMPULSIONS ET CODAGE

Les trois opérations de base de cette modulation sont l'échantillonnage, le multiplexage et le codage.

L'échantillonnage consiste à substituer à un signal continu une suite d'impulsions (échantillons), dont les amplitudes sont proportionnelles aux valeurs prises par le signal à des instants périodiques. On a vu qu'une fonction, dont le spectre est limité à une fréquence maximale W, est entièrement déterminée par une suite d'échantillons donnés à une fréquence minimale $2\ W$. Pour retrouver la fonction initiale, il suffit de faire passer la suite d'échantillons dans un filtre passe-bas idéal de fréquence de coupure W.

Le multiplexage consiste à entrelacer les échantillons provenant de l'échantillonnage de plusieurs voies pour constituer un signal multiplex (V. chap. 9).

Le codage fait correspondre un nombre (exprimé en numération binaire) à la valeur de l'amplitude de chaque échantillon. La suite des valeurs possibles étant discrète, on introduit une erreur puisqu'on substitue à la valeur exacte de l'échantillon une valeur approchée, mesurée à l'aide d'une échelle quantifiée.

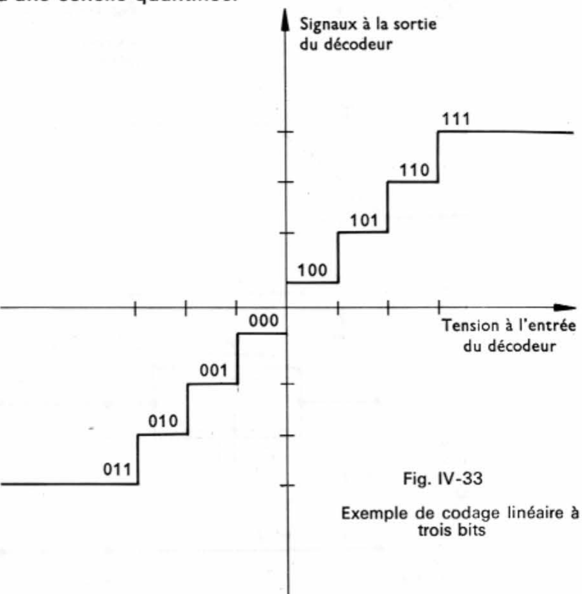


Fig. IV-33

Exemple de codage linéaire à trois bits

La figure IV-33 représente un exemple de codage linéaire à trois bits. Le rapport du signal et du bruit de quantification décroît linéairement quand le niveau de signal diminue (fig. IV-34). Quand on code les échantillons avec un élément binaire de plus, le rapport du signal et du bruit de quantification s'améliore de 6 dB. On voit également une limitation vers les niveaux forts du signal; elle correspond à la tension maximale que le codeur peut supporter; au-delà, le signal est écrêté.

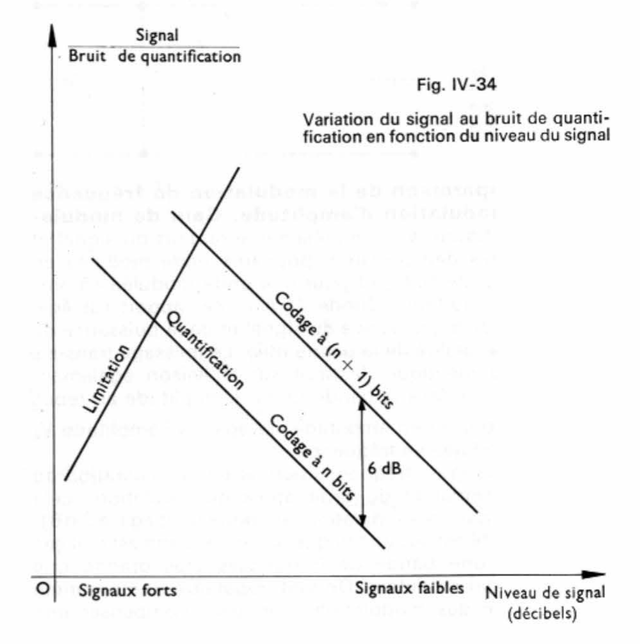


Fig. IV-34

Variation du signal au bruit de quantification en fonction du niveau du signal

Pour améliorer les performances du codage, on utilise le plus souvent des codeurs non linéaires (à compression). On favorise les niveaux faibles en réduisant la plage de codage pour les faibles tensions et en l'augmentant pour les grandes tensions. La valeur de la plage de codage devient proportionnelle au signal. Le rapport du signal et du bruit de quantification reste alors constant, même pour des signaux d'amplitudes très différentes.

La modulation par impulsions et codage présente un grand avantage : pour la transmission, il n'est pas besoin que le signal reçu soit identique au signal émis. En effet, à partir d'un signal reçu qui peut être très distordu, il suffit de pouvoir déterminer la valeur de chaque élément binaire transmis, et, ensuite, un dispositif fournit le signal numérique de forme souhaitée.

recherche de ce mot. Dans le cas où l'information transmise est un multiplex M.I.C. comportant un mot de verrouillage de trame, celui-ci peut être utilisé à cette fin ; le temps de récupération de synchronisation, dans le cas de perte du verrouillage, est alors légèrement augmenté.

Un autre procédé de réalisation plus simple consiste en l'utilisation d'un codage par transition avant la modulation. Pendant un symbole, la valeur de la phase n'est pas significative en elle-même ; l'information n'est transmise que par des transitions de phase entre deux symboles consécutifs (par exemple, un bit 1 correspond seulement à un changement de phase : passage de zéro à π rad ou l'inverse). Le tableau ci-après donne un exemple de codage par transition précédant une modulation par déplacement de phase à deux états.

CODAGE	Train numérique incident		0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1
CODAGE	Train codé par transition (un bit 1 est représenté par un passage de 0 à 1 ou de 1 à 0)	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0
CODAGE	Phase transmise	0	0	π	π	π	0	0	π	0	π	π	π	0
DÉMODULATION	Phase démodulée (en supposant que deux erreurs aient été introduites)	0	0	π	0	π	0	0	π	π	π	π	π	0
					erreur					erreur				
DÉMODULATION	Train numérique restitué après décodage		0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1
					deux erreurs						deux erreurs			

Les répéteurs-régénérateurs accomplissent trois fonctions :

— égalisation des distorsions dues au milieu de transmission (en particulier sur les câbles, égalisation de la distorsion amplitude-fréquence) ;

— récupération du rythme (la fréquence de répétition des impulsions est obtenue à partir du train d'impulsions incident) ;

— déduction de la valeur des éléments binaires incidents et, à partir de ce résultat, reconstitution du signal numérique qui est réémis en ligne. L'originalité de ces équipements réside principalement dans cette possibilité de régénération du signal transmis.

7.1. Modulation par déplacement de phase (M.D.P.)

7.1.1. Principe de la modulation par déplacement de phase. — Le message à transmettre est numérique ; à chaque bloc d'éléments binaires, la modulation associe une phase d'une sinusoïde porteuse choisie parmi un ensemble de phases possibles. Cette phase est maintenue pendant toute la durée du bloc. Ainsi, en modulation de phase à deux états, c'est à chaque élément binaire que l'on associe une phase 0 ou π rad, selon que l'élément est égal à 0 ou à 1. En modulation de phase à quatre états, c'est à chaque doublet d'éléments binaires que l'on associe une phase choisie parmi quatre $\left[0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \text{ rad}\right]$.

7.1.2. Levée d'ambiguïté et codage par transition. Si le message à transmettre est directement utilisé pour réaliser la modulation, une difficulté apparaît à la réception : on ne peut déterminer la phase de la porteuse qui a été choisie comme phase origine dans l'émetteur et la démodulation ne peut être faite qu'à une incertitude près.

Ainsi, en modulation par déplacement de phase à deux états, on restitue le message ou son complément ; cela est, bien sûr, inacceptable et deux méthodes permettent de lever cette ambiguïté.

On peut transmettre périodiquement un mot de code déterminé : cela augmente le débit d'informations à transmettre et nécessite un dispositif de synchronisation pour la

À la démodulation, il n'est plus nécessaire de connaître la référence de phase ; cette levée d'ambiguïté est facile mais, en contrepartie, il y a dédoublement du taux d'erreur à la réception. Une erreur sur la phase d'un symbole reçu induit deux erreurs sur le signal numérique décodé (dans le tableau précédent, deux erreurs ont été données à titre d'exemple).

7.2. Procédés de modulation par déplacement de phase. — En modulation par déplacement de phase à deux états, le signal à transmettre est, soit cos $\omega_0 t$, soit cos $(\omega_0 t + \pi) = -\cos \omega_0 t$. Cette inversion de signe peut être aisément réalisée avec un modulateur en anneau (fig. IV-35).

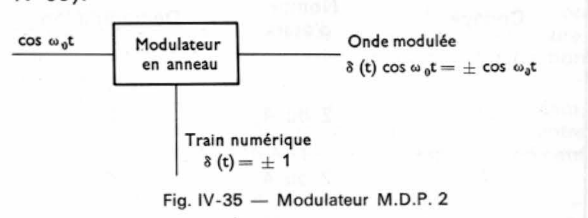


Fig. IV-35 — Modulateur M.D.P. 2

La modulation par déplacement de phase à quatre états peut être obtenue en ajoutant deux tensions en quadrature. Ces signaux doivent être modulés par déplacement de phase à deux états par l'ensemble des éléments binaires (de rang pair ou impair) du train numérique à transmettre (fig. IV-36). Là encore, le modulateur peut être réalisé avec un ensemble de modulateurs en anneau.

7.3. Procédés de démodulation. — Deux types de démodulation sont possibles :

— En démodulation cohérente, on dispose d'un oscillateur local synchrone avec l'oscillateur d'émission et l'on connaît la référence de phase. La démodulation est obtenue par multiplication du signal incident avec cette onde de référence. Il reste ensuite à régénérer le signal numérique, c'est-à-dire à analyser le signal démodulé pendant la durée du symbole, à déterminer la nature de ce symbole et à

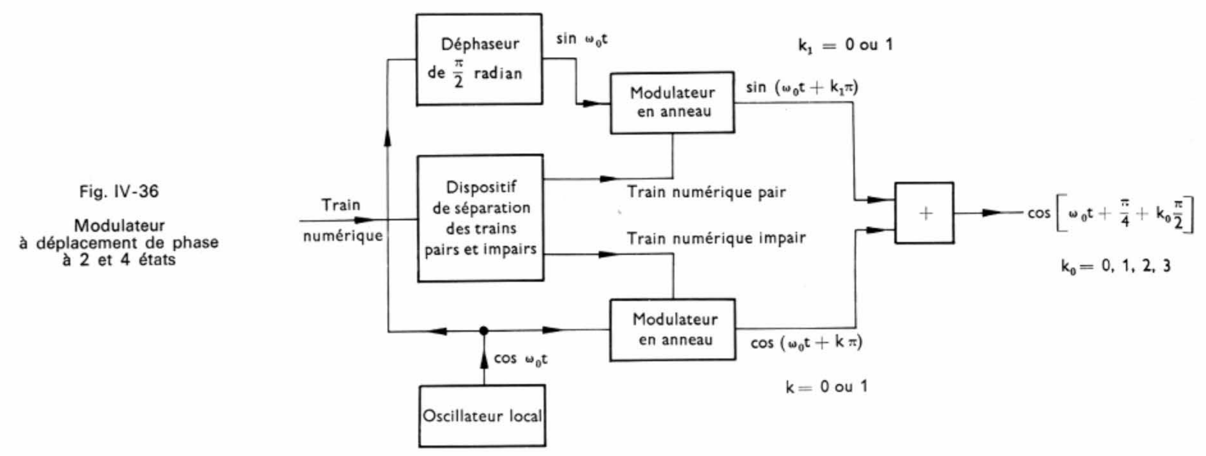


Fig. IV-36

Modulateur à déplacement de phase à 2 et 4 états

reconstituer la forme idéale du signal correspondant. Le démodulateur comprend donc trois sous-ensembles :

- un dispositif de régénération locale de porteuse ;
- un dispositif d'extraction du rythme numérique ;
- un dispositif de démodulation-régénération.

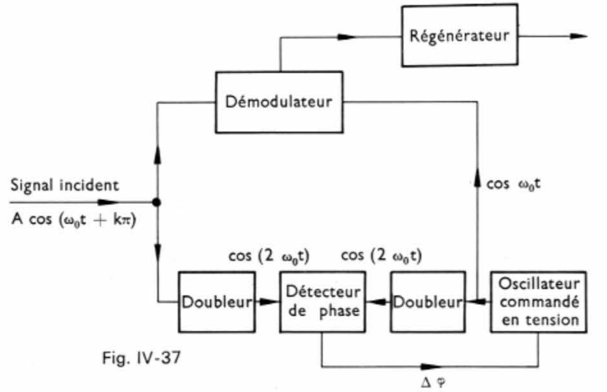


Fig. IV-37

Démodulateur M.D.P. 2. Cohérent à doublement de fréquence

La figure IV-37 représente un dispositif de régénération de porteuse et de démodulation d'un signal modulé par déplacement de phase à deux états (M.D.P.2). L'onde reçue est doublée en fréquence et, ainsi, les sauts de phase sont éliminés. Le signal, issu d'un oscillateur commandé en tension (O.C.T.), centré sur la fréquence porteuse, subit le même traitement. La différence de phase entre ces deux oscillations de fréquence $2 f_0$ fournit le signal de commande de l'oscillateur commandé en tension. Quand cette boucle à verrouillage de phase est synchronisée, l'onde issue de l'O.C.T. est parfaitement en phase avec l'oscillateur d'émission et elle peut être utilisée pour démoduler le signal M.D.P. 2.

— En démodulation différentielle, on utilise comme référence de phase le signal reçu, retardé de la durée d'un symbole. Dans ce cas, le signal doit nécessairement être codé par transition ; à la démodulation, on ne s'intéresse qu'aux transitions de phase. Le démodulateur décode directement par transition. Dans ce cas, le démodulateur comporte également un circuit d'extraction du rythme numérique et de régénération (fig. IV-38).

La démodulation différentielle est de réalisation plus simple que la démodulation cohérente. En contrepartie, pour un même rapport du signal et du bruit sur le canal de

Modulation par déplacement de phase : caractéristiques des chaînes de transmission

Codage	Nombre d'états	Démodulation	Décodage	E/N nécessaire pour un taux d'erreur de 10^{-4} (décibels)	Remarque
D	2 ou 4	*C*	*D*	8,4	préambule nécessaire pour la levée d'ambiguïté
T	2 ou 4	*C*	*T*	8,8	
T	2	Dif	*D*	9,3	
T	4	Dif	*D*	10,7	
D	8	*C*	*D*	11,7	préambule nécessaire pour la levée d'ambiguïté
T	8	*C*	*T*	12,1	
T	8	Dif	*D*	14,7	
D	16	*C*	*D*	16,1	préambule nécessaire pour la levée d'ambiguïté

Signification des abréviations utilisées : Codage ou décodage { D : direct ; T : par transition } Démodulation { C : cohérente ; Dif : différentielle }

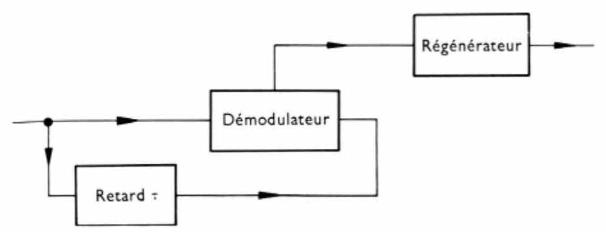


Fig. IV-38 — Démodulateur M.D.P. 2. différentiel

transmission, le taux d'erreur est plus grand après une démodulation différentielle qu'après une démodulation cohérente. Le tableau précédent rassemble les performances théoriques des diverses chaînes de transmission utilisables en modulation par déplacement de phase. La figure IV-39 donne les courbes des taux d'erreur sur les éléments binaires donne les courbes des taux d'erreurs sur les éléments binaires en fonction du rapport de l'énergie par élément binaire à la densité spectrale de bruit avec différents types de démodulateurs.



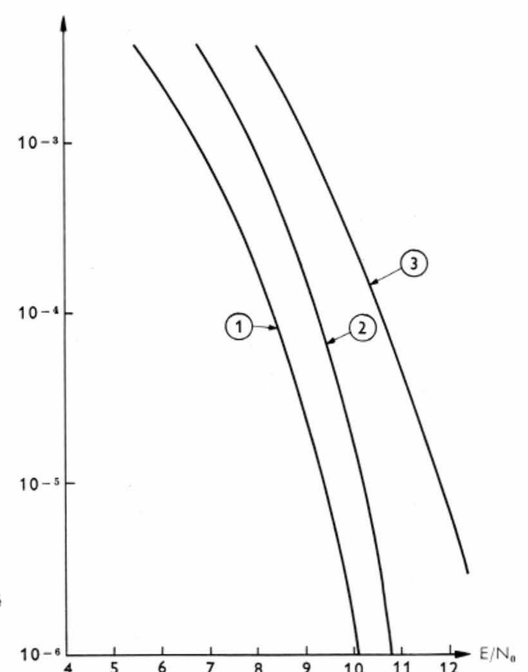


Fig. IV-39

Modulation par déplacement de phase
Taux d'erreurs en fonction du rapport de l'énergie par bit à la densité spectrale de bruit (décibels)
1. Modulation à 2 ou 4 états. Démodulation cohérente
2. Modulation à 2 états. Démodulation différentielle
3. Modulation à 4 états. Démodulation différentielle

CHAPITRE V

LE POSTE TÉLÉPHONIQUE LA NUMÉROTATION

Un réseau téléphonique est organisé de façon qu'un abonné puisse être relié à un autre abonné du même territoire ou d'un territoire étranger (la coordination à l'échelon international est assurée par le Comité international télégraphique et téléphonique).

La mise en place d'une liaison nécessite des échanges de signaux entre les différents éléments de la chaîne à commuter. Ces signaux sont groupés en codes.

Chaque abonné d'un réseau est repéré par un numéro. Le plan de numérotage dépend du type d'exploitation adopté dans le réseau (numérotation ouverte ou fermée) comme on le verra ultérieurement.

Dans ce chapitre on décrira un plan de numérotage, les codes de signalisation les plus utilisés et les organes d'extrémités d'une liaison téléphonique.

1. PLAN DE NUMÉROTAGE

1.1. Numérotation ouverte. — Cette numérotation est utilisée dans les réseaux où l'exploitation des autocommutateurs est à « commande directe » (système « Siemens » en Allemagne et « Strowger » en Grande-Bretagne). Dans chaque autocommutateur, les abonnés sont numérotés de 0 à *n* (0 à 800, par exemple, s'il y a 800 abonnés). Si le numéro d'un abonné d'un centre comporte k_1 chiffres, les abonnés du même centre pourront l'appeler en formant ces k_1 chiffres. Un abonné d'un autre centre devra composer un nombre de k_2 chiffres pour obtenir le même résultat, c'est-à-dire k_1 chiffres formant le numéro de l'abonné et k_3 chiffres représentant le nombre de sélections nécessaires pour établir la liaison entre les deux centres. Autrement dit, pour obtenir le même abonné à partir de deux centres différents du territoire, il faut composer deux numéros distincts : le nombre de chiffres du numéro et les premiers chiffres formant celui-ci sont différents ; seuls les chiffres propres à la numérotation interne à l'autocommutateur du demandé restent les mêmes.

1.2. Numérotation fermée. — Tous les abonnés ont des numéros possédant le même nombre de chiffres. Les chiffres sont disposés par séries ayant des significations précises. Cette numérotation nécessite des autocommutateurs à commande indirecte, c'est-à-dire possédant des enregistreurs.

1.3. Plan de numérotage français

1.3.1. Numéro national. — Le numéro national des abonnés du territoire français comporte huit chiffres représentés symboliquement par les lettres AB PQ MCDU. Théoriquement, huit chiffres permettent de former cent millions de numéros (de 00 000 000 à 99 999 999) ; on verra que des impératifs d'exploitation diminuent ce nombre. Chacun des groupes de chiffres du numéro a la signification suivante :

— AB : indicatif départemental (il faut noter cependant, qu'il n'y a pas systématiquement correspondance entre le département et la zone à laquelle correspond l'indicatif départemental) ;

— PQ : numéro de série ou préfixe de série ;

— MCDU : respectivement chiffre des milliers, des centaines, des dizaines et des unités.

Si l'on considère que quelques départements de très faible densité téléphonique peuvent être groupés sous un même indicatif départemental AB, c'est donc moins de 90 indicatifs qui sont nécessaires. De plus, les numéros des abonnés de la région parisienne (Essonne, Hauts-de-Seine, Oise, Paris, Seine-et-Marne, Seine-Saint-Denis, Val-de-Marne, Val d'Oise, Yvelines) comportant sept chiffres bien avant la division de cette région en plusieurs départements, il a semblé plus simple de les grouper derrière le chiffre 1 (A = 1).

En définitive, tous les abonnés ont un numéro national qui est constitué :

— d'un numéro à sept chiffres, précédé d'un 1 pour les abonnés de la région parisienne ;

— d'un numéro à six chiffres et d'un indicatif départemental (AB) pour les autres abonnés.

1.3.2. Numéro régional. — Si la numérotation à huit chiffres s'impose sur le plan national, il n'est pas nécessaire d'obliger les abonnés à composer un numéro à huit chiffres chaque fois qu'ils désirent une communication. En effet, une proportion importante des communications est destinée aux abonnés du département d'origine et des départements limitrophes, c'est-à-dire dans une zone où le nombre d'abonnés dépasse rarement le million. Aussi a-t-on défini une zone régionale de numérotation : à l'intérieur de cette zone, les appels sont réalisés en composant un numéro à six chiffres (PQ MCDU). Dans cette numérotation, le chiffre représenté par P est égal à 1 seulement dans le numéro de quelques services spéciaux, comme la liste ci-après le rappelle :

— 10 : Interurbain (*A*2),
— 12 : Renseignements,
— 13 : Réclamations,
— 14 : Télégrammes téléphonés,
— 15 : Interurbain (*A*1),
— 16 : Numéro (ou préfixe) d'accès à l'automatique national,
— 17 : Police,
— 18 : Pompiers,
— 19 : Préfixe d'accès à l'automatique international.

Au total, quatre-vingt-dix indicatifs PQ sont donc disponibles, ce qui permet d'atteindre une capacité de 900 000 lignes d'abonnés. Cette capacité maximale sert à définir l'étendue de la zone régionale à partir de chaque département : généralement, cette zone couvre deux à quatre départements. En principe, elle englobe tous les abonnés d'un même département. Évidemment, pour atteindre un abonné hors de cette zone, il faut composer d'abord le numéro 16, puis les huit chiffres AB PQ MCDU.

On remarquera que si P n'est jamais un 1 dans un numéro d'abonné, il n'en est pas de même pour A, car le chiffre correspondant est composé après le numéro 16, c'est-à-dire que le cas d'un appel à diriger vers un service spécial est déjà exclu.

1.3.3. Établissement d'un plan de numérotage. — L'établissement d'un plan de numérotage exige que l'on définisse d'abord les départements qui seront atteints en numérotation à six chiffres à partir de chacun d'eux. Les courants de trafic et également le nombre total d'abonnés fixent les limites de chaque zone ainsi constituée. En effet, il est évident que lorsque le nombre d'abonnés augmente, l'étendue de la zone doit être réduite, le nombre total de préfixes de série disponible (PQ) étant constant (quatre-vingt-dix).

Ensuite, ces préfixes sont répartis entre les différents départements en fonction des besoins. De grandes précautions doivent être prises dans ces attributions en raison du recouvrement partiel des zones de numérotage. Un exemple aidera à préciser la nature des problèmes posés.

Sur la figure V-1 est représenté un certain nombre de départements désignés par les lettres E, F, G, H, I, J, K et L. Les flèches indiquent les départements atteints en numérotation à six chiffres. On admet que les liaisons en numérotation à six chiffres sont réciproques, ce qui est le cas normal (mais ce n'est pas une condition impérative) : ainsi, les abonnés du département E appellent leurs correspondants du département F en formant un numéro à six chiffres, et de même les abonnés du département F appellent ceux du département E grâce à une numérotation à six chiffres.

On va supposer que le préfixe 21 est affecté à un centre du département E. Il ne peut être affecté aux départements F et L qui sont dans la zone de numérotation de E, et pas davantage à G, bien que ce dernier ne soit pas dans la zone de E. En effet, sans cette précaution dans le département F, en composant le nombre 21, l'abonné pourrait être mis en relation avec E ou avec G. Au contraire, ce préfixe 21 peut être affecté à H, mais il n'est pas possible de l'attribuer aux départements G (c'est une deuxième raison), I, J et K. L'affectation des indicatifs se fait ainsi de proche en proche ; des tableaux permettent de réaliser ce travail en évitant les difficultés signalées ci-dessus (fig. V-2) et en obtenant une utilisation maximale des indicatifs disponibles.

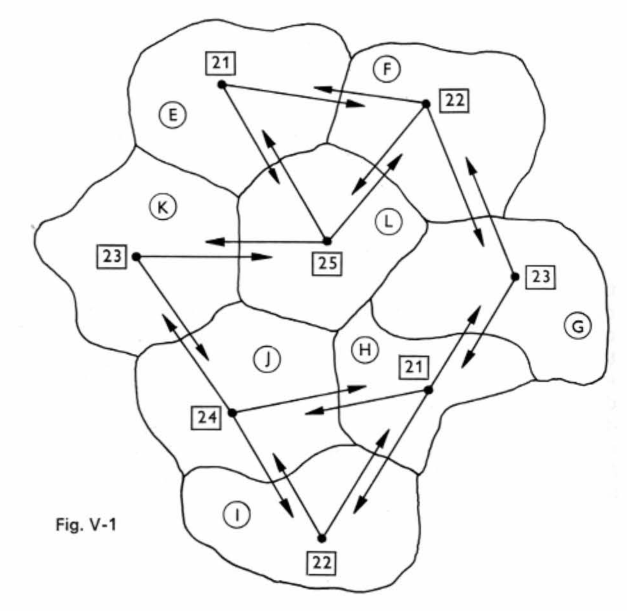
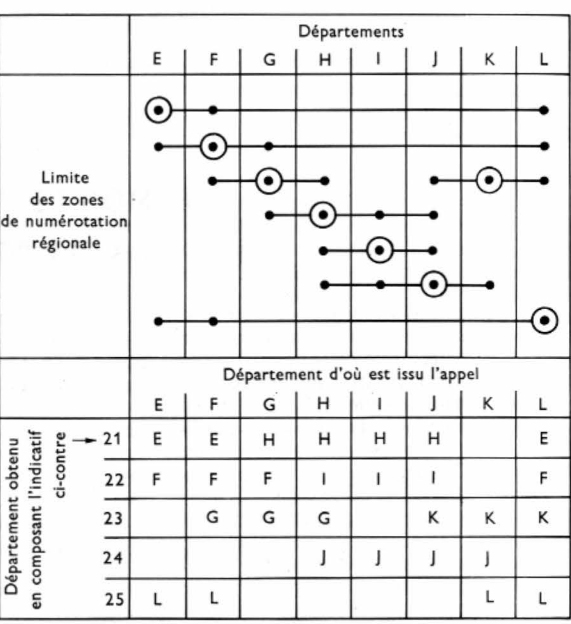


Fig. V-1



	Département d'où est issu l'appel							
Département obtenu en composant l'indicatif ci-contre	E	F	G	H	I	J	K	L
→ 21	E	E	H	H	H	H		E
22	F	F	F	I	I	I		F
23		G	G	G		K	K	K
24				J	J	J	J	
25	L	L					L	L

Fig. V-2 — Centre de département auquel est affecté un indicatif déterminé

2. SIGNALISATION

De nombreux signaux sont nécessaires pour le fonctionnement d'un réseau de commutation. Si les autocommutateurs ont une signalisation interne qui est propre à chaque type d'installation, ils sont aussi équipés pour interpréter un code unique, émis par les postes d'abonnés. Ils permettent également l'échange d'informations avec d'autres autocommutateurs du même type qu'eux ou de type différent, ce qui implique l'interprétation d'un « langage » commun.

2.1. Signaux. — Les supports utilisés pour transmettre des signaux sont essentiellement des courants électriques, continus ou alternatifs. La présence d'un courant dans une ligne, ou son absence, ou une modification d'une de ses caractéristiques (son amplitude, par exemple) constitue autant de signaux différents. En choisissant un suffisamment grand nombre de paramètres, il est possible de former un ensemble de signaux tel qu'à chacun d'eux corresponde une information. La liste des correspondances établies entre les informations et les signaux est appelée *système de signalisation*.

2.2. Types de signalisation. — On utilise trois types principaux de signalisation ; ils diffèrent essentiellement par la durée des signaux.

2.2.1. Signalisation par changement d'état. — Le circuit électrique utilisé pour la transmission des signaux (circuit réel ou voie de système multiplex) peut être modifié : on dit qu'il peut être placé dans deux ou plusieurs états différents. Le passage d'un état à un autre constitue le signal. Par exemple, une ligne peut être fermée sur une grande impédance ou sur une faible impédance : le passage de la première à la seconde constitue un signal. La signification de ce dernier dépend de sa position dans le déroulement d'une séquence constituant le code. La caractéristique essentielle de ce code est que le signal ne dépend pas du temps.

2.2.2. Signalisation par impulsions. — Chaque signal est sous forme d'impulsions et sa signification dépend de deux paramètres ; la *durée* de l'impulsion (25, 50, 100, 200 ou 500 ms pour les systèmes électromécaniques et une centaine de nanosecondes pour les systèmes électroniques) et sa *place dans la séquence* constituant le code.

2.2.3. Signalisation avec asservissement. — Le signal est un courant qui est envoyé tant qu'un accusé de réception n'est pas donné par le destinataire. Cet accusé de réception peut être soit un signal dit banalisé, car il ne porte que cette information, soit un signal qui apporte en même temps une autre information et s'inscrit dans la suite des échanges telle qu'elle est prévue par le système de signalisation.

L'accusé de réception peut être une signalisation par changement d'état, par impulsion ou avec asservissement. Dans ce dernier cas, le signal d'accusé de réception est émis tant que le signal qui l'a provoqué est reçu.

2.3. Supports utilisés pour la transmission des signaux. — La signalisation peut emprunter divers supports (conducteurs métalliques, voies de systèmes multiplex, etc.) qui sont, soit des voies de conversation, soit des voies de transmission spécialisées. Dans ce dernier cas, on utilise un ou deux fils (ou deux voies) pour chaque circuit ou on regroupe la signalisation pour plusieurs voies. Le support de signalisation ainsi formé prend le nom de *canal sémaphore*.

2.4. Moyens de transmission. — On désigne ainsi les grandeurs électriques dont les variations constituent les éléments des signaux.

— *Signalisation en courant continu.* — On utilise soit un système binaire (présence ou absence de courant), soit un système ternaire obtenu en faisant varier l'intensité du courant (intensité nulle, faible ou grande).

Une tension continue permet l'emploi d'un système binaire (présence ou absence de tension) et quelquefois d'un système ternaire (par surtension ou par inversion de polarité).

— *Signalisation en courant alternatif de fréquence industrielle* (50 Hz). — Cette signalisation est pratiquement toujours utilisée sous forme binaire : présence ou absence du courant, en particulier dans les codes à impulsions.

— *Signalisation multifréquences.* — Cette signalisation est réalisée à l'aide de courants ayant des fréquences de la bande vocale (300 à 3400 Hz). C'est une signalisation asservie qui utilise une fréquence de contrôle. Chaque signal donne lieu à l'émission de deux fréquences parmi cinq ou parmi six (V. ci-après).

— *Signalisation par transmission de données sur voie spécialisée.* Pour atteindre de grandes vitesses de signalisation, on utilise des systèmes de transmission de données. Ainsi, un circuit téléphonique permet de transmettre jusqu'à 1 200 et même 2 400 éléments binaires par seconde (2 400 bauds). Par exemple, à un faisceau de circuits reliant deux autocommutateurs, on associe une voie de transmission de données spécialisée pour la signalisation.

3. POSTE TÉLÉPHONIQUE

C'est l'appareil d'extrémité d'une liaison téléphonique ; il comporte les organes nécessaires à la conversation et ceux nécessaires à la signalisation.

3.1. Organes de conversation. — Un poste téléphonique comprend un microphone pour transformer les ondes sonores en signaux électriques et un récepteur pour réaliser la transformation inverse. Ces deux éléments sont placés dans le combiné (V. hors-texte).

Les microphones les plus utilisés sont des microphones à variation de résistance (microphone à charbon ; V. t. 2, Électroacoustique, chap. 2) dont les qualités essentielles sont la robustesse, le faible prix et l'aptitude à fournir, pour des variations de pression d'amplitude déterminée, les tensions microphoniques les plus grandes. Ils ne sont pas d'une très grande fidélité, mais celle-ci est très largement suffisante pour les besoins de la téléphonie dont l'objet principal est la transmission de la parole et non de la musique (fig. V-3).

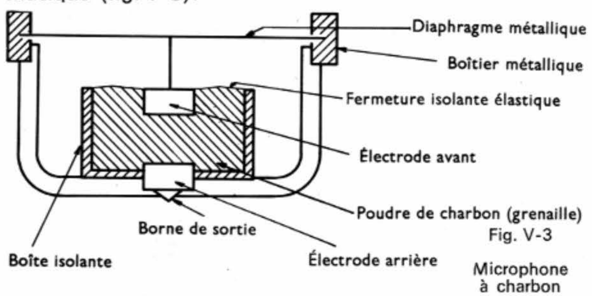


Fig. V-3 Microphone à charbon

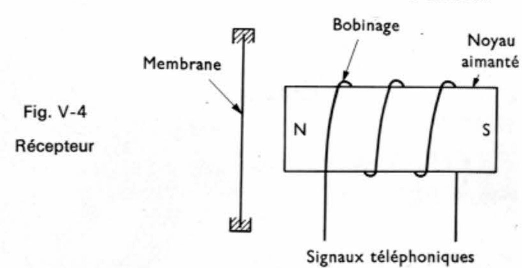


Fig. V-4 Récepteur

Plusieurs modèles de récepteurs sont utilisés en téléphonie, mais leur principe de fonctionnement est le même : les sons résultent de la vibration d'une membrane (ou diaphragme) placée devant une bobine traversée par le courant téléphonique (fig. V-4). Le bobinage est placé sur un noyau aimanté pour que la vibration de la membrane ait la même fréquence que le courant téléphonique (en l'absence d'aimant, l'attraction se produit à chaque alternance du courant au lieu d'une fois par période ; V. t. 1, Électricité, chap. 29).

Entre le combiné et la ligne est généralement interposé un transformateur à plusieurs enroulements, appelé aussi bobine d'induction. Il permet d'obtenir le meilleur rendement énergétique de l'ensemble poste-ligne car les impédances des différents éléments de la chaîne sont ainsi adaptées les unes aux autres : adaptation de l'impédance du microphone à celle de la ligne et adaptation de l'impédance de la ligne à celle du récepteur. Par ailleurs il a également pour rôle de limiter l'effet local (rôle antilocal) : il évite que les sons, émis devant le microphone, ne soient entendus dans le récepteur et que la réception ne soit perturbée par les bruits ambiants. Il joue également un rôle séparateur à l'égard du courant continu ; ainsi celui-ci ne peut circuler à travers des parties du circuit où il n'est pas utile.

Un générateur, indépendant du poste lui-même, alimente le microphone en courant continu.

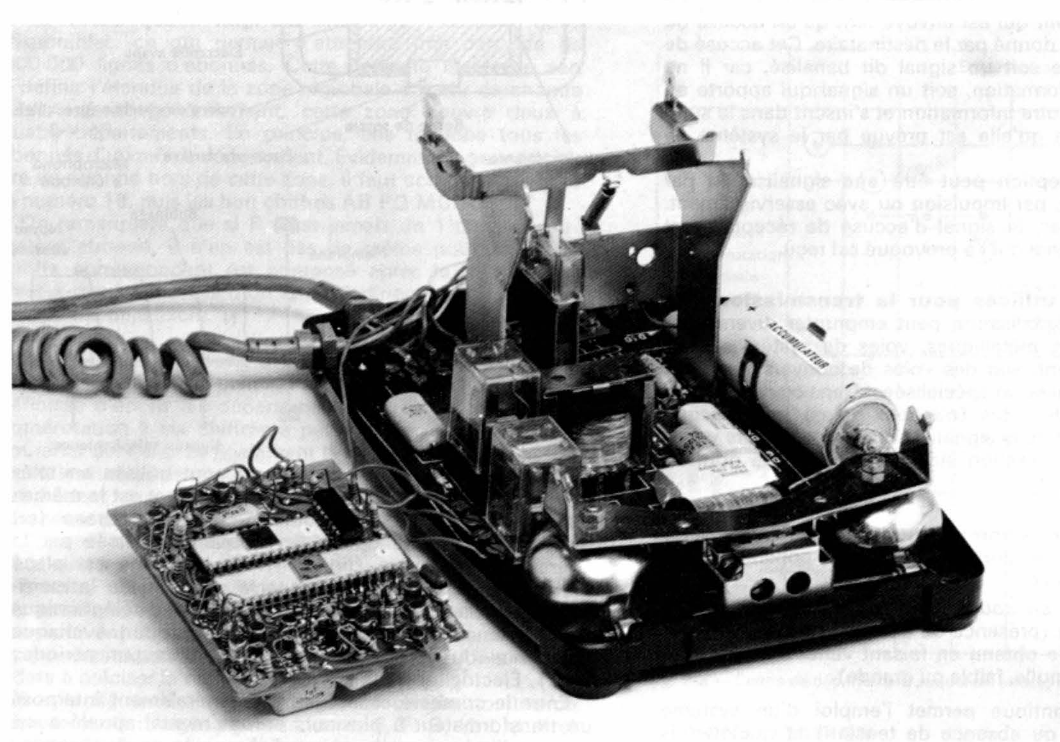
3.2. Organes de signalisation. — Un poste téléphonique est pourvu de l'équipement nécessaire à l'utilisateur pour obtenir une communication (émission d'appel) et pour être avisé de l'arrivée d'un appel (réception d'appel).

Les moyens mis en œuvre au niveau des postes téléphoniques dépendent de la nature des installations qui

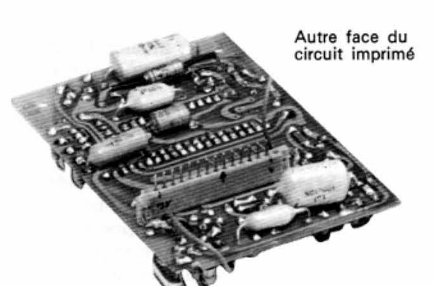
LE POSTE TÉLÉPHONIQUE À CLAVIER



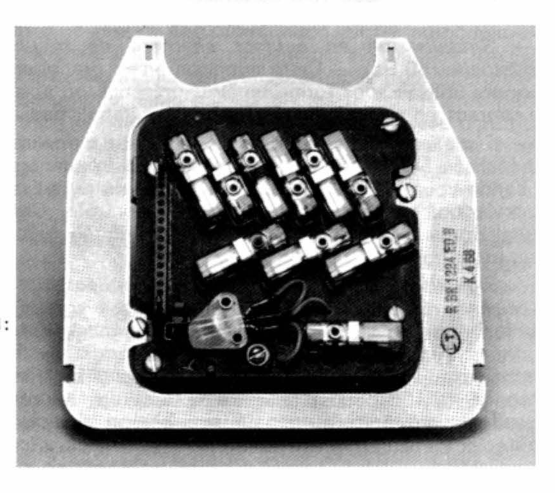
Poste à clavier: vue extérieure



Poste téléphonique ouvert : à droite, l'accumulateur alcalin pour l'alimentation ; à gauche, sorti de l'appareil, le circuit imprimé sur lequel sont disposés des circuits intégrés transistors-condensateurs



Autre face du circuit imprimé



Clavier d'appel : vue arrière

(Photos C.N.E.T.-Forler)

Poste téléphonique

SO.CO.TEL. S 63

1. Cadran d'appel
2. Combiné
3. Boîtier matière moulée
4. Pavillon du récepteur
5. Pavillon du microphone
6. Capsule réceptive
7. Capsule microphonique
8. Cordon de raccordement
9. Récepteur supplémentaire
10. Ressorts de contact de la capsule microphonique
11. Cordon du récepteur supplémentaire
12. Cordon du combiné
13. Régulateur de vitesse
14. Came d'impulsions
15. A. Ressorts-contacts d'impulsions
15. B. Ressorts-contacts de shunt
16. Cordon de raccordement du cadran
17. Bobine de l'électro-aimant de la sonnerie
18. Condensateurs
19. Commutateur
20. Ressort de rappel
21. Plaque support d'organes
22. Résistances
23. Transformateur de liaison (bobine d'induction)
24. Sonnerie
25. Vis de fixation du boîtier
26. Circuit anti-choc à diodes

Poste téléphonique SO.CO.TEL. S 63



ARISTIDE QUILLET, Éditeur

équipent le centre auquel est rattaché l'abonné. Une certaine limitation des possibilités techniques est apportée par le fait que, pour des raisons économiques, les signaux de signalisation empruntent les deux fils de la ligne normalement prévue pour l'échange de la conversation.

L'émission d'appel a lieu par simple « décrochage » du combiné ou en manœuvrant une magnéto (selon la nature du matériel qui équipe le centre). La réception de l'appel n'est possible que si le combiné est « accroché ». En effet, dans cette position de repos du poste téléphonique, les deux fils de ligne sont reliés à un circuit comprenant l'enroulement de la sonnerie (c'est un électroaimant) et un condensateur en série. Grâce à ce dernier, la bobine d'excitation de la sonnerie ne peut être traversée que par un courant alternatif. En soulevant le combiné, le crochet commutateur passe en position de travail, mettant en contact les fils de la ligne et les organes de conversation du poste (fig. V-5).

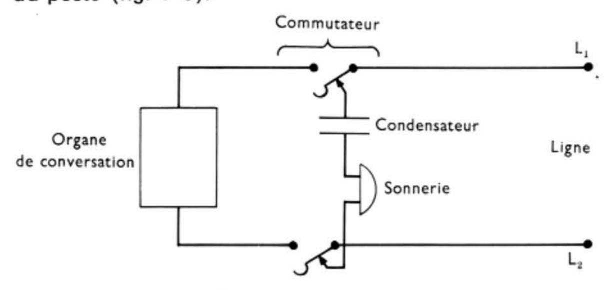


Fig. V-5 — Principe de l'envoi du signal d'appel par décrochage. L'appareil est représenté en position de repos

Dans un réseau automatique, l'abonné dispose soit d'un cadran, soit d'un clavier d'appel pour émettre les signaux qui, dans un code approprié, représentent le numéro de l'abonné appelé.

3.2.1. Cadran d'appel. — C'est un dispositif émetteur d'impulsions; elles sont envoyées en série sur les fils de ligne selon un code déterminé dit à impulsions, ou décimal, ou cadran. Une impulsion est obtenue en plaçant successivement la ligne de l'abonné demandeur dans deux états différents, précisément en ouvrant puis en fermant le circuit (fig. V-6). L'impulsion ainsi définie est un signal élémentaire; un chiffre n est représenté par l'émission de n impulsions, sauf zéro qui correspond à dix impulsions. L'ensemble des impulsions correspondant à un chiffre est appelé *train d'impulsions*.

Un cadran est défini par le nombre d'impulsions qu'il permet d'émettre en une seconde (fréquence d'émission) et par le rapport entre la durée de l'ouverture et la durée de la fermeture (rapport d'impulsion). La fréquence d'émission des cadrans d'appel est de dix impulsions par seconde. Le rapport d'impulsion a été fixé à deux en France; cette valeur ayant été imposée par les premiers systèmes de téléphonie automatique.

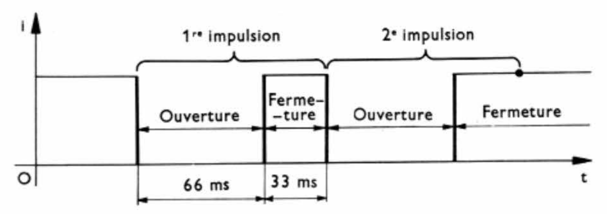


Fig. V-6 — Impulsions correspondant au chiffre 2 en code « cadran »

Un cadran se compose d'un disque mobile percé de dix trous; il est solidaire d'un axe qui comprime un ressort lorsqu'on tourne le cadran (la vitesse à laquelle le cadran est tourné n'a donc pas d'importance). Les impulsions sont émises pendant le retour au repos du disque. Le cadran revient à sa position initiale à vitesse constante (emploi d'un régulateur centrifuge) et actionne une came qui provoque l'ouverture et la fermeture de contacts à la cadence désirée (c'est la raison pour laquelle le retour du cadran à sa position initiale ne doit pas être gênée).

De plus, le cadran commande des contacts supplémentaires qui sont fermés dès qu'il n'est plus au repos (ressort de shunt). Leur rôle sera précisé en étudiant le poste téléphonique S63 (V. ci-après).

3.2.2. Le clavier de numérotation (V. hors-texte). — Le clavier de numérotation est d'une utilisation plus simple pour l'abonné : il suffit d'appuyer sur les touches qui correspondent aux chiffres formant le numéro. La numérotation est plus rapide: toutefois, la durée d'enfoncement d'une touche ne peut être inférieure à 40 millisecondes, car l'intervalle de temps entre deux manœuvres successives doit également être de 40 millisecondes au minimum. À cette rapidité de manœuvre correspond la même rapidité dans l'émission des signaux correspondants.

Plusieurs solutions sont utilisées pour obtenir les impulsions de signalisation mais, dans tous les cas, la présentation extérieure et les manœuvres imposées à l'abonné sont les mêmes.

Dans l'une des réalisations, on utilise la variation d'une impédance placée entre les deux fils de ligne. Dans une autre, les signaux élémentaires sont des émissions de courant alternatif de différentes fréquences. C'est cette dernière que l'on va décrire ici; le système est dit à fréquences vocales (fréquences comprises entre 300 et 3 400 Hz). Cette signalisation repose sur l'émission simultanée de courants de deux fréquences différentes, toutes deux dans la bande des fréquences vocales. Évidemment, les fréquences constituant les combinaisons ont été choisies avec le souci d'éviter toute confusion entre un signal de numérotation et un courant de conversation. Pour cela, le code employé comprend des combinaisons de deux fréquences choisies parmi sept fréquences séparées en deux groupes: l'un de trois fréquences, l'autre de quatre.

Les fréquences du premier groupe sont les suivantes : $F_1 = 1\,209$ Hz; $F_2 = 1\,336$ Hz; $F_3 = 1\,477$ Hz.

Celles du second groupe sont : $f_0 = 697$ Hz, $f_1 = 770$ Hz ; $f_2 = 852$ Hz ; $f_3 = 941$ Hz.

Chaque combinaison comporte une fréquence de chaque groupe; le code est dit: 1 parmi 3 + 1 parmi 4, ou $\frac{1}{3} + \frac{1}{4}$.

Parmi les douze combinaisons possibles, dix seulement sont utilisées pour la numérotation.

Le code est donné par le tableau suivant:

Chiffres inscrits sur les touches		Fréquences du premier groupe		
		F_1	F_2	F_3
Fréquences du second groupe	f_1	1	2	3
	f_2	4	5	6
	f_3	7	8	9
	f_4		0	

Tableau à double entrée donnant les fréquences émises par enfoncement de la touche correspondant au chiffre indiqué sur celle-ci

Ainsi, par exemple, en enfonçant la touche 8, il y a émission simultanée des fréquences F_2 et f_3. La sécurité de fonctionnement est ainsi très grande. Au centre de rattachement, sont automatiquement considérés comme erronés les signaux correspondant à des combinaisons qui ne sont pas formées d'une fréquence de chaque groupe et celles qui correspondent à plus de deux fréquences.

Le clavier du système à fréquences vocales peut être représenté schématiquement par le diagramme de la figure V-7 (page suivante). La manœuvre d'une touche provoque la fermeture simultanée de deux contacts. En réalité, ce ne sont pas sept oscillateurs qui sont utilisés (V. t. 1, Électronique, chap. 16), mais deux seulement : à l'enfoncement des touches, on fait varier la fréquence d'oscillation en modifiant le montage au moyen d'un contact supplémentaire.

3.3. Étude d'un exemple: le poste SO.CO.TEL. S63 (V. fig. V-8). — Au repos (combiné accroché), le poste est en position de réception d'appel : les contacts du groupe

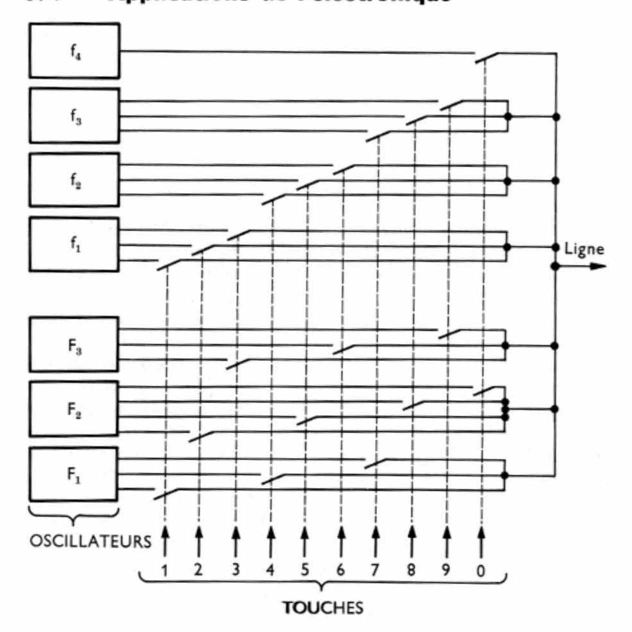


Fig. V-7 — Principe du clavier à fréquences vocales

commutateur sont ouverts (V. fig. V-5). La ligne est fermée sur le circuit de la sonnerie : le signal peut passer par le fil L_1, les résistances R_1 (elles servent à l'ajustement de l'intensité du courant dans la ligne), le condensateur C' de 2 μF, la sonnerie et le fil L_2. En position de travail, les contacts du groupe commutateur sont fermés. Le circuit de la sonnerie reste en parallèle sur le poste, car il s'agit d'un circuit résonnant (V. t. 1, Électricité, chap. 32) accordé sur la fréquence de 50 Hz du courant d'appel : il offre une forte impédance aux courants de conversation et n'apporte donc pas un affaiblissement gênant. Les courants de conversation empruntent le circuit suivant : fil L_1, résistance R_1, contacts du groupe commutateur, contacts du cadran, enroulements de 19 Ω et de 41 Ω du transformateur, condensateur C de 150 nF, contacts du groupe commutateur et fil L_2. C'est le courant induit dans le secondaire du transformateur qui alimente le récepteur. Pour l'émission, le microphone est traversé par un courant continu de 35 mA ; il est fourni par le centre de rattachement sous une tension de 48 V. Le microphone module ce courant ; la composante variable de ce courant passe dans l'enroulement primaire de 41 Ω du transformateur et dans le condensateur C (circuit microphonique). L'enroulement primaire joue alors le rôle d'un autotransformateur (ou d'une bobine d'induction) et c'est une composante variable amplifiée qui est donc envoyée dans la ligne. De plus, en même temps, l'enroulement primaire de 19 Ω évite l'effet local.

L'émission du numéro demandé est réalisée à l'aide du cadran. Dès l'armement de celui-ci (en décrochant le combiné), les contacts de shunt sont fermés : ils court-circuitent les organes du poste et évitent la déformation des impulsions par le circuit très réactif (constitué par la bobine d'induction et le condensateur C de la sonnerie ; fig. V-8). De plus, ils ferment les contacts pour l'émission

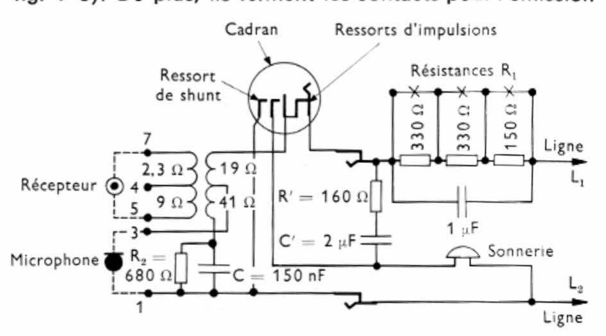


Fig. V-8 — Schéma du poste S 63 avec les contacts du commutateur fermé (combiné décroché). Les chiffres de 1 à 7 représentent les plots de raccordement du poste téléphonique d'abonné

des impulsions sur le condensateur C' et la résistance R' de 160 Ω, l'ensemble constituant un circuit pare-étincelles. Les contacts d'impulsions fermés, le poste présente une résistance faible au passage du courant continu par le fil L_1, les résistances R_1, les contacts d'émission et le fil L_2. Les contacts d'impulsions ouverts, la résistance est grande pour le courant continu puisque le circuit de sonnerie comporte un condensateur.

CHAPITRE VI

TRAFIC TÉLÉPHONIQUE

La téléphonie est le domaine des télécommunications qui concerne les procédés de reproduction à distance de la parole ou d'autres sons dans certains cas.

Si Page (1837) et Bourseul (1854) réalisèrent les premiers dispositifs de transformation de l'énergie acoustique en énergie électrique, c'est Graham Bell (1875) qui fut le premier à présenter un appareil vraiment complet permettant la transmission et la réception de la parole.

Les premières liaisons téléphoniques étaient des liaisons poste à poste. Assez rapidement, ont été mis au point de petits réseaux dans lesquels l'interconnexion des abonnés était réalisée au moyen de standards manuels. Par la suite, avec l'augmentation du nombre des abonnés, les standards furent remplacés par des commutateurs manuels de grande capacité (multiples extensibles), dans lesquels plusieurs opératrices pouvaient répondre au même appel. Les premiers réseaux, constitués en fils aériens, n'avaient que des portées limitées ; l'emploi des câbles et la mise au point des amplificateurs permirent d'augmenter les distances de transmission et d'améliorer nettement la qualité des communications. Par la suite, pour répondre aux besoins croissants des utilisateurs, les commutateurs manuels ont dû être remplacés par des commutateurs automatiques ou *autocommutateurs*. Initialement, il s'agissait de centres isolés (ou urbains), les communications entre centres étaient établies à l'aide de commutateurs manuels. Ensuite, sont apparus les autocommutateurs interurbains et enfin internationaux. Il faut rappeler qu'un autocommutateur permet l'établissement d'une liaison entre deux abonnés sans intervention manuelle d'aucune sorte et à partir des seules indications que constitue le numéro de l'abonné demandé (fourni à l'aide d'un code par le demandeur).

1. TRAFIC TÉLÉPHONIQUE

Il est intéressant de connaître quel trafic, c'est-à-dire combien de communications doit écouler un autocommutateur et comment se répartit ce trafic dans le temps.

En observant n lignes d'abonnés pendant une assez longue durée, il a été constaté que chacune des lignes est utilisée à un moment ou à un autre et que la durée de chaque communication est variable. Cependant, le trafic téléphonique ne se répartit pas d'une façon quelconque : de nombreuses observations ont permis de constater qu'il est plus important certains jours (le lundi par exemple) et à certaines heures.

Le nombre d'appareils ou de circuits nécessaires à l'écoulement du trafic d'un autocommutateur dépend de l'heure la plus chargée du jour le plus chargé. Il dépend du nombre d'appels simultanés et de la durée de chaque appel. Théoriquement, pour que chaque abonné puisse obtenir la communication qu'il désire, il faut un nombre d'appareils

égal au nombre maximal de communications simultanées à l'heure la plus chargée. Pratiquement, si le nombre de communications est grand, il suffit de considérer le *nombre moyen* d'appels par ligne et la *durée moyenne* des communications.

1.1. Unités de trafic téléphonique. — En France, la *communication-minute*, qui correspond à l'occupation d'une ligne pendant une minute, a été longtemps utilisée comme unité de trafic téléphonique. On lui a substitué l'*erlang* qui est égal à soixante communications-minutes.

Le choix de l'erlang comme unité de trafic, découle des remarques suivantes :

— un circuit occupé en permanence pendant une heure écoule un trafic d'un erlang ;

— le nombre qui mesure le trafic en erlangs indique également le nombre minimal de circuits nécessaires pour écouler un trafic déterminé (si un appel se présentait à l'instant précis où un circuit devenait libre) ;

— si un faisceau comporte *n* circuits et écoule un trafic de *T* erlangs, il y a en moyenne *T* circuits occupés ;

— le nombre qui exprime le trafic en erlangs indique également le nombre moyen d'appels qui se présentent pendant la durée moyenne d'une communication.

En Grande-Bretagne, une unité équivalente est utilisée ; elle est appelée « trafic-unit » (T.U.). Aux États-Unis d'Amérique, l'intervalle de temps considéré pour définir l'unité de trafic est 100 secondes (1 erlang = 36 CCS).

Le trafic moyen d'une ligne d'abonné (somme des trafics départ et arrivée pendant une heure) est généralement compris entre 0,05 et 0,10 erlang. Le trafic écoulé par un circuit téléphonique en une heure (liaison entre deux autocommutateurs) varie de 0,3 à 0,85 erlang suivant l'importantance du réseau.

1.2. Aspect théorique du trafic téléphonique. — L'expérience montre que le trafic, dû à des usagers qui utilisent les lignes indépendamment les uns des autres, possède certaines caractéristiques et, notamment, une certaine régularité. C'est la valeur moyenne du trafic à l'heure chargée qui sert de base pour la détermination du nombre d'organes d'un autocommutateur. À chaque fois que le trafic dépasse cette valeur, l'appel ne passe pas ou il y a attente pour l'usager. Une telle éventualité est plus ou moins probable. Avec des systèmes à appels perdus, il y a par exemple une chance sur cent qu'un appel ne puisse aboutir (un appel sur 100 est perdu) ; on dit que la probabilité de perte d'un groupe d'organes (ou de circuits ou d'un système téléphonique) est d'un centième $\left(\frac{1}{100}\right)$. Avec des systèmes à attente, de la même façon on a défini une probabilité d'attente ou d'appel différé. La probabilité d'attente est $\frac{1}{100}$ si, pour un appel sur cent, il y a attente avant de trouver une voie libre (une chance sur 100 pour qu'il y ait attente).

Ces probabilités caractérisent la qualité de service. Évidemment, pour améliorer cette qualité, c'est-à-dire pour diminuer la probabilité de voir tous les circuits occupés lorsqu'un appel se présente, il faut augmenter le nombre de ces circuits.

1.3. Nombre d'organes nécessaires pour écouler un trafic déterminé. — Le dimensionnement des systèmes téléphoniques (autocommutateurs, circuits, réseaux, etc.) est fait en tenant compte du trafic et de l'« attente » que peut raisonnablement subir un usager. Dès 1905, Erlang (ingénieur à la Compagnie des téléphones de Copenhague) étudia ces problèmes. Une théorie a pu être élaborée à partir d'un certain nombre d'hypothèses sur les caractéristiques propres du trafic (nombre de sources, durée moyenne des appels, instants caractéristiques, systèmes à appels perdus ou à attente, etc.). Les résultats ont été traduits sous forme de réseaux de courbes (dites d'Erlang) ; deux réseaux sont particulièrement utilisés :

— celui qui donne le nombre d'organes nécessaires pour écouler un trafic déterminé avec une probabilité d'attente fixée (fig. VI-1) ;

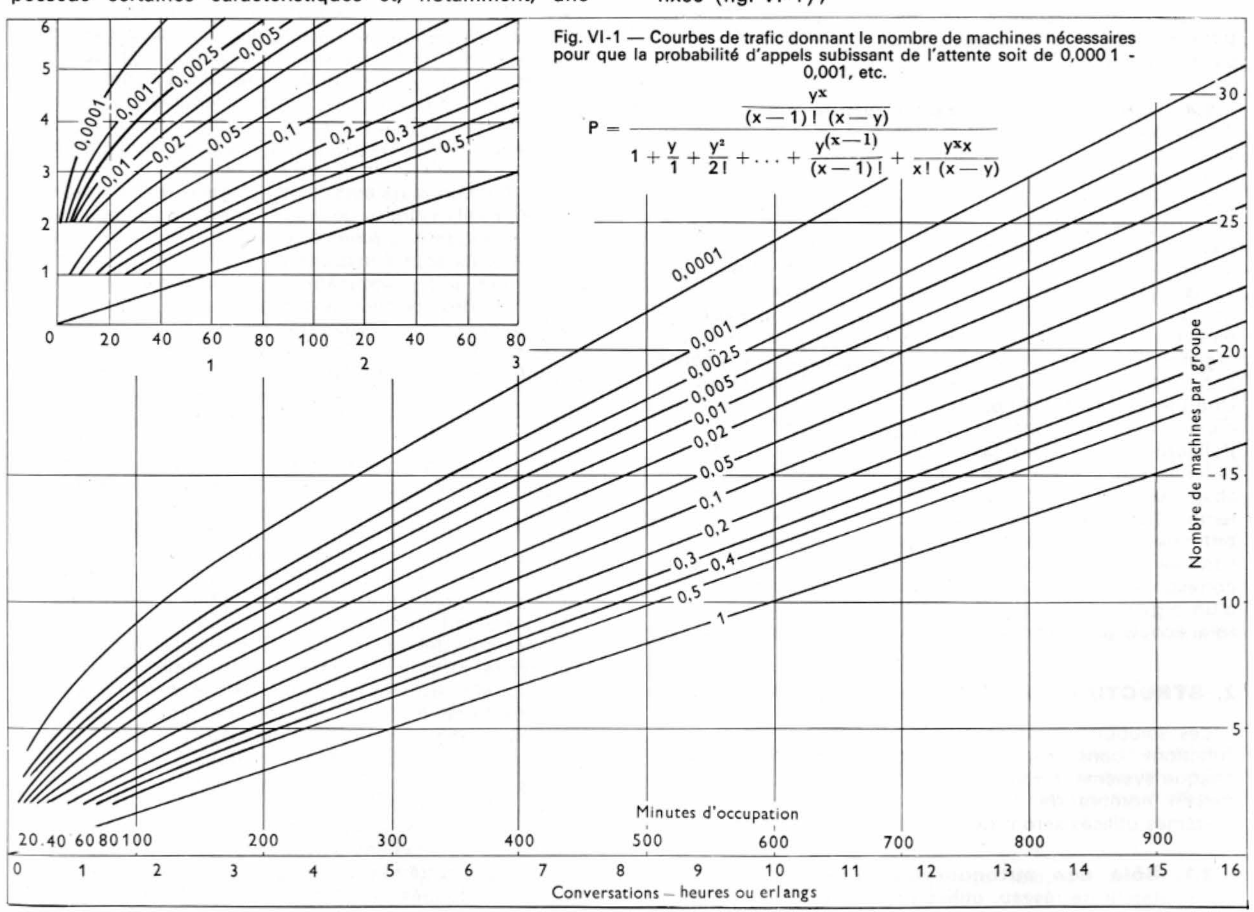


Fig. VI-1 — Courbes de trafic donnant le nombre de machines nécessaires pour que la probabilité d'appels subissant de l'attente soit de 0,000 1 - 0,001, etc.

$$P = \frac{\dfrac{y^x}{(x-1)!\,(x-y)}}{1 + \dfrac{y}{1} + \dfrac{y^2}{2!} + \ldots + \dfrac{y^{(x-1)}}{(x-1)!} + \dfrac{y^x x}{x!\,(x-y)}}$$

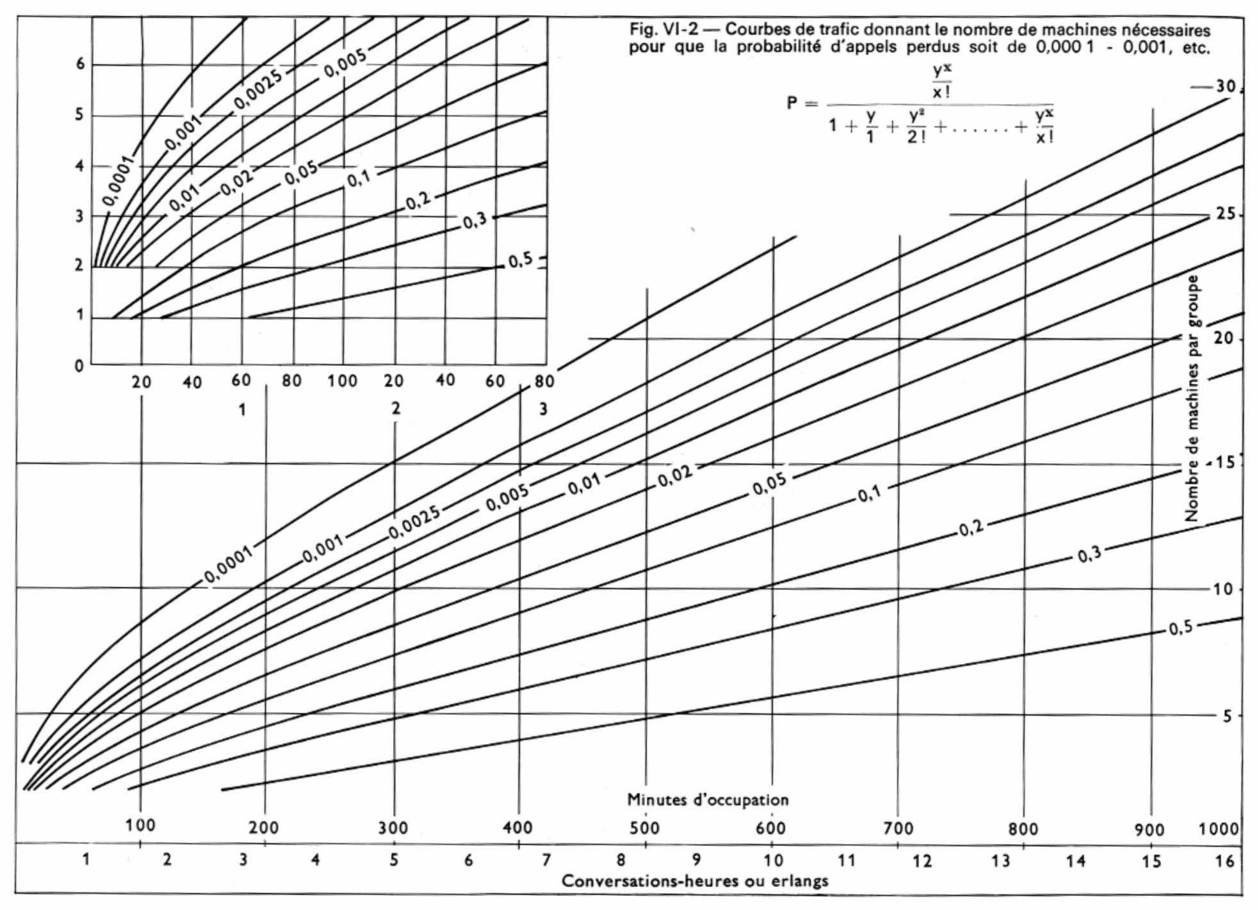


Fig. VI-2 — Courbes de trafic donnant le nombre de machines nécessaires pour que la probabilité d'appels perdus soit de 0,000 1 - 0,001, etc.

— celui qui fournit le nombre d'organes nécessaires pour écouler un trafic déterminé avec une probabilité de perte fixée (fig. VI-2).

1.4. Organes à durée d'occupation constante. — En téléphonie automatique, pendant la phase d'établissement d'une communication, on fait souvent appel à des organes qui ne sont utilisés que pendant un temps très court fonction de la somme des temps de fonctionnement de ces divers organes et indépendant de la durée de l'appel. Ces temps sont compris entre quelques centaines de millisecondes et quelques secondes (selon les organes). Les courbes d'Erlang ne sont pas utilisables en pareil cas pour prévoir le nombre d'organes d'un autocommutateur. De plus, compte tenu de la courte durée d'occupation de ces organes par appel, il est très souhaitable que les organes appelants puissent attendre éventuellement l'organe appelé. Une théorie des systèmes avec délai d'attente, dans le cas d'une durée d'occupation constante, a été établie par Pollaczeck, puis reprise par Cromelin. À partir des résultats obtenus, on a établi des réseaux de courbes. L'axe des abscisses est gradué en durées d'attente en prenant le temps d'occupation de l'organe pour unité ; sur l'axe des ordonnées, on a porté la valeur de la probabilité pour que l'attente ne dépasse pas un temps déterminé. Chaque courbe correspond à une certaine valeur du coefficient d'occupation d'un organe ; ce coefficient est égal au quotient du trafic total écoulé par les organes et du nombre d'organes.

2. STRUCTURE D'UN AUTOCOMMUTATEUR

Les solutions mises en œuvre pour réaliser les diverses fonctions dans un autocommutateur étant propres à chaque système, on va chercher tout d'abord à définir un certain nombre de principes généraux. Les principaux systèmes utilisés seront décrits dans un autre chapitre.

2.1. Rôle des autocommutateurs. — Un autocommutateur de réseau, utilisé pour le téléphone, le télégraphe ou la transmission de données, permet d'établir une liaison temporaire entre deux lignes rattachées à ce centre (lignes d'abonnés ou ligne entre deux centres). La liaison est établie sous commande de l'une de ces lignes, celle du poste « demandeur » (dite ligne « demandeur ») ; l'autre ligne, du poste demandé (dite ligne « demandé »), est désignée numériquement. L'établissement et la rupture se font sans aucune intervention humaine.

Les autocommutateurs sont classés en fonction du trafic qu'ils écoulent et de leur position dans le réseau. Les *autocommutateurs urbains* écoulent du trafic entre abonnés du centre. Ils sont construits dans les villes assez importantes. Les *autocommutateurs interurbains* écoulent du trafic entre des abonnés et des circuits (départ ou arrivée). Les *autocommutateurs-centres de transit* n'écoulent que du trafic de circuits. Pour écouler le trafic-départ des abonnés, les autocommutateurs urbains sont reliés à un centre interurbain ; certains centres sont mixtes et écoulent le trafic urbain et interurbain (en France, ce sont les plus nombreux).

Un nombre variable de lignes (de 10 à 40 000 pour un autocommutateur du réseau téléphonique français) est raccordé à un centre. Les lignes, qui sont soit « demandeur », soit « demandé », sont dites « mixtes ». Des lignes sont spécialisées pour la demande des communications : elles n'écoulent que le trafic-départ ; d'autres sont spécialisées pour la réception des communications : elles n'écoulent que le trafic-arrivée.

L'ensemble des organes assurant effectivement la liaison temporaire entre deux abonnés, pendant la phase de conversation, est appelé *réseau de connexions*. La mise en place de ce réseau est réalisée par l'intermédiaire d'une *unité de commande* qui comprend des organes dont la position est fonction des informations transmises par la ligne « demandeur ». Dans certains systèmes dits à commande directe, à chaque organe du réseau de connexions est associée une commande : la ligne « demandeur » commande directement la mise en place de chaque organe. Ce sont des systèmes à appels perdus. Ils ont été rapidement abandonnés en France au profit des systèmes

électromécaniques dans lesquels le réseau de connexions est nettement séparé de l'unité de commande (systèmes à commande indirecte). La structure de ce réseau de connexions et les principales fonctions de l'unité de commande vont être maintenant examinées.

2.2. Nécessité de la présélection. — Les appareils qui permettent d'enregistrer et d'utiliser les informations numériques émises par le poste demandeur sont compliqués et coûteux. Leur nombre doit être le plus petit possible. Le trafic d'une ligne d'abonné variant de 0,03 à 0,1 erlang, il a été possible de donner à plusieurs lignes un appareil et donc de former des groupes de lignes reliés à des groupes d'appareils de l'unité de commande. La présélection est l'opération qui consiste à *relier une ligne appelante à un organe de l'unité de commande.*

2.3. Sélection. — La sélection consiste à relier une entrée du réseau de connexions, dans sa partie sélection, à une sortie fonction des informations numériques reçues. La sélection réalise une expansion, alors que la présélection correspond à une concentration (choix d'un organe parmi plusieurs de l'unité de commande). La mise en place du réseau de sélection est réalisée sous le contrôle de l'unité de commande.

2.4. L'unité de commande. — Elle permet d'enregistrer des informations émises par le poste demandeur, de traduire ces informations (c'est-à-dire de déterminer les informations nécessaires à l'acheminement de l'appel) et enfin, de procéder à la mise en place du réseau de sélection. Ces fonctions sont réalisées par des organes différents. Certaines opérations sont effectuées en des temps très courts, de durée constante ; c'est pour éviter de conserver un appareillage important inutilisé que les fonctions sont séparées. Deux appareils principaux sont utilisés : les enregistreurs qui enregistrent les informations émises par l'abonné et commandent les sélections et les traducteurs qui, à partir de ces informations, déterminent l'acheminement.

2.5. Réseau de connexions réalisant une concentration. — Le problème est le suivant : n lignes qui écoulent un faible trafic doivent être reliées à p lignes à fort trafic, n étant supérieur à p. Le nombre p est donné par les courbes d'Erlang, à condition de se fixer le type d'exploitation et la probabilité de perte (ou d'attente).

2.5.1. Réseau de présélection à un étage. — Dans le réseau de connexions (fig. VI-3), chacune des n lignes est

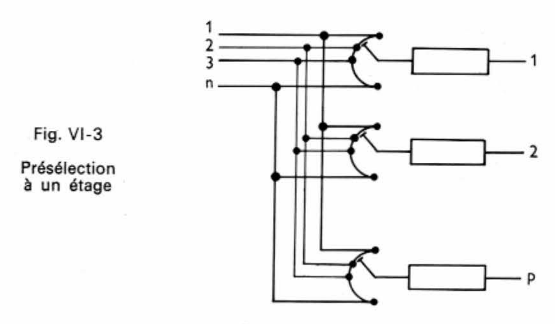


Fig. VI-3
Présélection à un étage

reliée à un azimut d'une couronne circulaire d'un commutateur ; celui-ci comporte un balai qui est relié à une ligne de sortie et qui explore les diverses entrées. Les n lignes, reliées à l'arc d'un commutateur, sont réunies à p commutateurs identiques (on dit qu'on a réalisé un *multiplage*). Chacune des n entrées peut ainsi être réunie à chacune des p sorties, quel que soit le nombre de sorties occupées (dans la mesure ou il est inférieur à p) ; l'ensemble constitue un groupe parfait.

2.5.2. Réseau de présélection à deux étages. — Les réseaux de présélection à un étage ne se rencontrent que dans les petits autocommutateurs. Dès que le nombre de sources d'appel est trop grand, on utilise des réseaux à deux étages dits « à double recherche » (fig. VI-4).

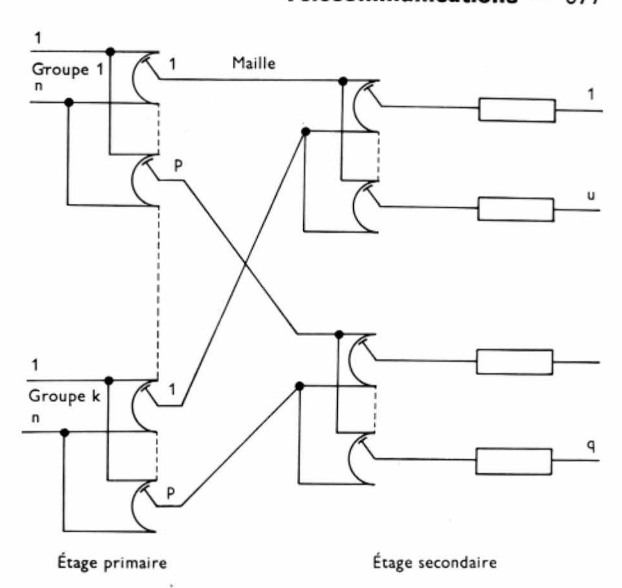


Fig. VI-4 — Présélection à deux étages

Par exemple, pour raccorder kn lignes aux q appareils nécessaires pour desservir leur trafic global (ce nombre q est donné par les courbes d'Erlang), on utilise deux étages de commutateur. Dans un premier étage, appelé *étage primaire,* les groupes de n lignes sont reliés à p commutateurs (le nombre p étant également donné par les courbes d'Erlang). Ces lignes de sortie de l'étage primaire aboutissent aux couronnes d'appareils chercheurs d'un second étage appelé *étage secondaire*. Ce sont les sorties des étages secondaires qui sont réunies aux q appareils nécessaires.

En conclusion, un groupe primaire (ou secondaire) est l'ensemble des chercheurs dont les entrées sont multiplées. Chaque groupe primaire a une ou plusieurs liaisons, appelées *mailles,* vers chaque groupe secondaire. Ce groupe n'est pas parfait car un appel parvenant à un groupe primaire peut ne pas aboutir, bien qu'il reste une sortie secondaire libre dans un groupe secondaire ; ce cas se produit lorsque les mailles, reliant ces deux groupes, sont toutes occupées : on dit qu'il y a *blocage interne*. On doit tenir compte de ce fait dans le calcul du nombre d'organes. Pour améliorer le rendement d'un tel groupe, on pratique souvent l'entraide entre les groupes secondaires : des mailles relient ces différents groupes (en particulier dans les systèmes Crossbar, Pentaconta). Il existe un autre type de présélection à deux étages par chercheur double ; on en verra un exemple dans l'étude des systèmes (V. chap. 8).

2.6. Réseau de sélection. — Ce réseau est composé d'appareils appelés *sélecteurs*. Un itinéraire, à travers ce réseau, comporte un certain nombre de sélecteurs placés en série ; leur nom indique leur position par rapport à l'entrée : sélecteur primaire, sélecteur secondaire, sélecteur final.

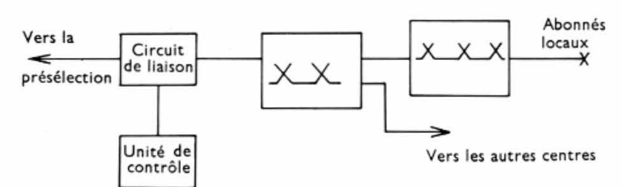


Fig. VI-5 — Sélecteurs. Ils orientent les appels vers les autres centres ou vers les abonnés locaux

Les premiers forment la partie du réseau qui oriente l'appel soit vers les lignes sortantes assurant la liaison vers les autres centres, soit vers un second groupe donnant accès aux abonnés locaux (fig. VI-5).

Exemple de sélection. — La figure VI-6 représente l'organisation d'un groupe de sélection pouvant com-

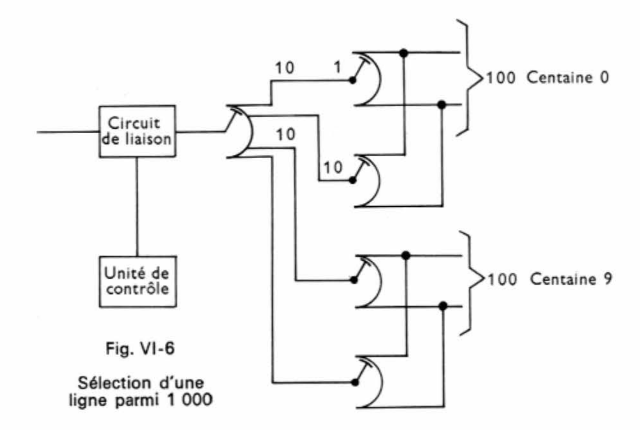


Fig. VI-6

Sélection d'une ligne parmi 1 000

prendre mille lignes, en supposant qu'entre chaque groupe de sélecteur, dix mailles soient nécessaires. Le premier sélecteur (il y a un sélecteur pour chaque circuit de liaison) s'oriente suivant les informations reçues (on verra comment dans l'étude des systèmes) sur une des mailles libres desservant la centaine qu'il désire, ensuite, le dernier sélecteur (ou connecteur) s'oriente sur la ligne demandée.

Dans ce cas, les sélecteurs sont mis en place en série. Dans les systèmes Crossbar, un dispositif de contrôle est utilisé pour effectuer d'abord le test de toutes les mailles disponibles entre l'entrée et la sortie désignée du réseau de connexions puis, après un choix, pour commander la mise en place simultanée de tous les sélecteurs (on dit, dans ce cas, qu'il y a *sélection conjuguée sur n étages*). Ce type de sélection est très avantageux car il apporte un gain de temps et évite de faire fonctionner des appareils inutilement (cas d'occupation).

CHAPITRE VII

COMPOSANTS DE BASE DES RÉSEAUX DE CONNEXIONS

Les réseaux de connexions (électromécaniques ou électroniques) sont équipés de commutateurs qui sont soit rotatifs, soit à barres croisées (ou Crossbar), soit à points de connexion individuels. Les systèmes les plus anciens (comme le Panel aux États-Unis d'Amérique ou le Rotary et l'Ericsson en Europe) comportent des commutateurs rotatifs à commande centrale. En France, dans le système R 6 (mis au point en 1928), les commutateurs sont rotatifs et à moteurs individuels; ils sont bien adaptés pour une exploitation à commande directe. Bien que le brevet des commutateurs Crossbar ait été déposé en 1913, ces appareils n'ont été utilisés qu'à partir de 1936 en Suède et de 1950 en France. Leur mise en œuvre est fondamentalement différente de celle des commutateurs rotatifs et l'on verra qu'elle offre de nombreux avantages. Dans les systèmes dits électroniques, les commutateurs sont à points de connexion individuels; ceux-ci sont obtenus par des moyens électromécaniques ou par l'intermédiaire de semiconducteurs.

1. LE COMMUTATEUR ROTATIF

Un des éléments de base de ce commutateur est une pièce ayant la forme d'une demi-circonférence appelée *couronne ;* elle sert de support à cinquante plots (ou broches) métalliques, régulièrement répartis et isolés les uns des autres. Plusieurs couronnes, disposées dans des plans parallèles (les centres des demi-circonférences étant placés sur le même axe) forment le *banc de broches* du commutateur. D'un point de vue électrique, les différentes couronnes sont isolées les unes des autres. Chacune d'elles est explorée par un balai métallique qui peut tourner autour de l'axe commun; ce dispositif permet de relier électriquement le balai et l'une quelconque des broches. Les balais d'un commutateur sont solidaires de l'axe et se déplacent simultanément; leurs extrémités sont dans un même plan. Le mouvement des balais est assuré par un moteur.

1.1. Commutateurs rotatifs à moteurs individuels. — *Commutateur à 51 points, type R 6* (fig. VII-1). — Une roue à rochets est fixée à l'extrémité de l'axe solidaire des balais. Le moteur est constitué par un électroaimant dont l'armature porte un cliquet appliqué contre cette roue à rochet. L'armature est rappelée à sa position de repos au moyen d'un ressort.

Après avoir été attirée par l'électroaimant, l'armature revient au repos (sous l'action du ressort) et le cliquet, qui a glissé sur la dent suivante de la roue à rochet pendant l'attraction, entraîne l'ensemble des balais (appelé chariot porte-balais). Les balais passent ainsi d'une broche à la suivante. L'armature a une action secondaire sur un ressort

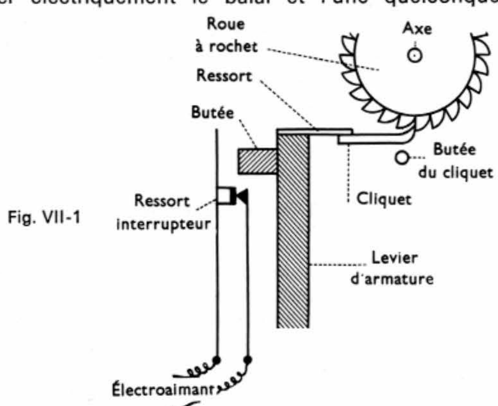
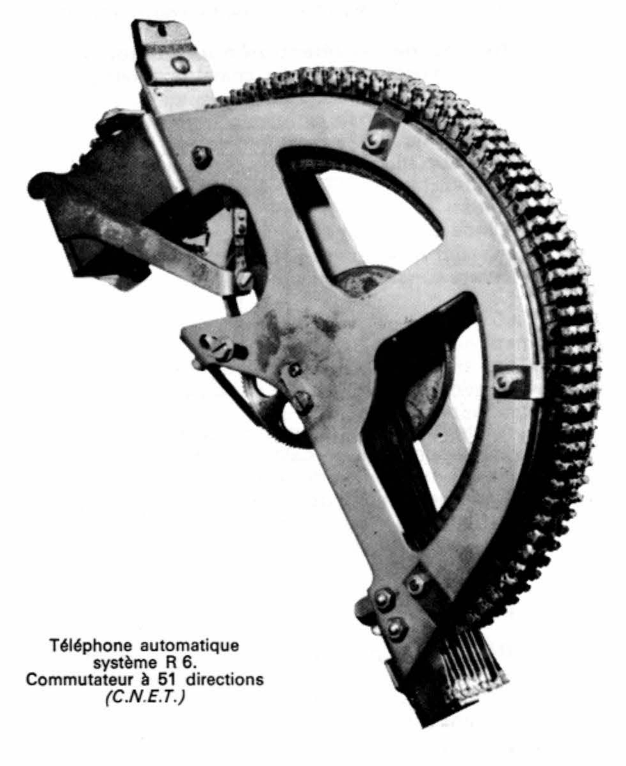


Fig. VII-1



Téléphone automatique système R 6. Commutateur à 51 directions *(C.N.E.T.)*

qui ferme un contact: le contact est ouvert lorsque l'électroaimant est alimenté (l'armature est alors attirée).

1.2. Commutateurs à commande centrale. — Le mécanisme d'entraînement permanent, appelé *commande centrale*, est constitué par un système d'axes verticaux, disposés devant les bâtis supportant les appareils et par un axe horizontal entraîné par un moteur électrique de faible

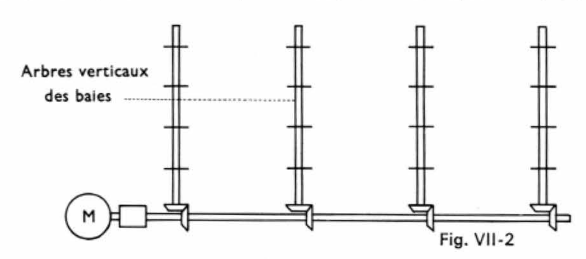


Fig. VII-2

puissance (fig. VII-2). Ces arbres portent des pignons dentés; les parties mobiles des appareils, chariots, porte-balais ou porte-cames, comportent une roue dentée flexible en alliage de maillechort (fig. VII-3). Au repos, cette roue est déformée à l'aide d'une armature d'électroaimant, soumise à l'action d'un ressort; ainsi, il n'est pas

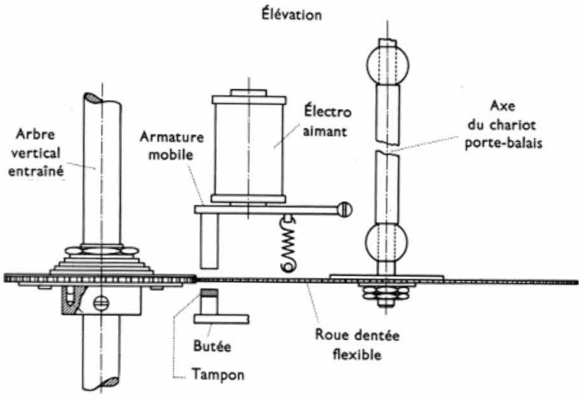


Fig. VII-3

possible d'engrener un pignon denté et un arbre vertical (commande). Lorsque l'électroaimant est excité, l'armature est attirée et la roue, par sa tension propre, vient engrener avec la commande; cela provoque la rotation du chariot porte-balais (fig. VII-4). En France, ces commutateurs sont utilisés dans les systèmes Rotary. Ils ne sont pas utilisables pour une commande directe (c'est-à-dire lorsque les impulsions de commande sont envoyées directement sur l'électroaimant), comme les commutateurs R 6.

On réalise des commutateurs à cent points et des commutateurs spéciaux à deux ou trois cents points (Rotary 7 A). Les commutateurs rotatifs fonctionnent en chercheurs ou en sélecteurs (V. chap. 8).

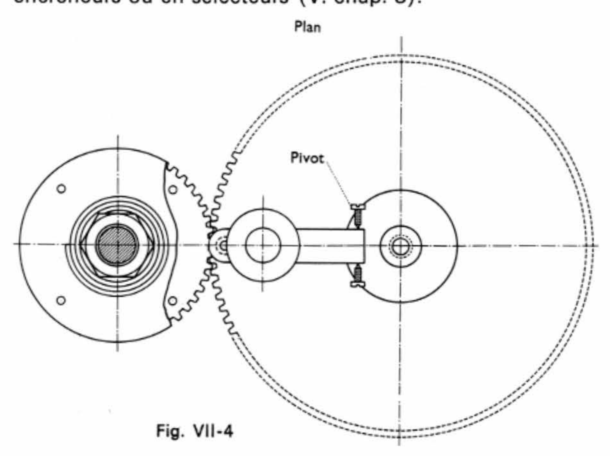


Fig. VII-4

1.3. Utilisation des commutateurs rotatifs. — Deux commutateurs à cinquante et un points permettent de réaliser un commutateur à une entrée et cent sorties (fig. VII-5). Il suffit de monter, sur le même axe, deux groupes de balais décalés de 180°, chacun des groupes de balais explorant une couronne qui lui est propre.

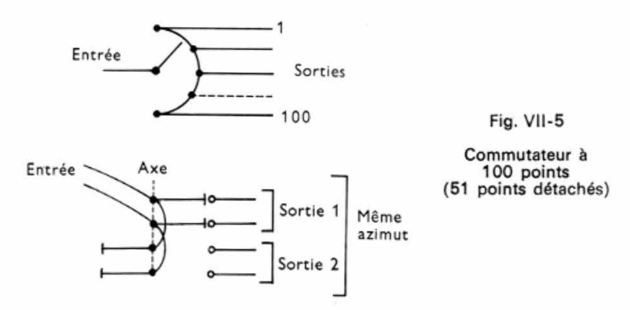


Fig. VII-5

Commutateur à 100 points (51 points détachés)

Pendant un demi-tour, c'est l'un des groupes qui explore les broches d'une couronne et pendant l'autre demi-tour, c'est le second groupe.

1.4. Autres commutateurs de type R 6. — On a réalisé un commutateur à vingt-cinq points dont le principe est le même que celui du commutateur à cinquante et un points, et un commutateur décimal à onze points (une position de repos et dix positions utiles). Ce dernier est utilisé pour l'enregistrement de la numérotation ou comme séquentiel. Le principe de la partie motrice est le même que pour le commutateur à cinquante et un points mais la commutation est différente: les balais sont reliés électriquement par paires. Ils assurent la liaison entre deux broches situées sur le même azimut et appartenant à deux couronnes consécutives (fig. VII-6). Le banc de broches

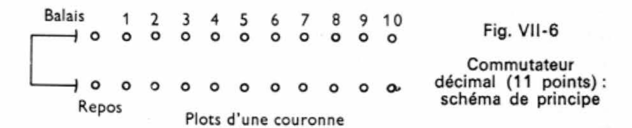


Fig. VII-6

Commutateur décimal (11 points): schéma de principe

formant un quart de cercle, on peut monter quatre groupes de balais (disposés suivant des directions perpendiculaires).

2. LE COMMUTATEUR CROSSBAR

2.1. Principe. — Le commutateur Crossbar est comparable à un groupe de relais dont les contacts de travail seraient multiplés (nombreux contacts de travail associés en parallèle). Pour bien comprendre le principe de ce commutateur, on considère *n* relais (représentés symboliquement sur la figure VII-7) qui permettent de réunir une entrée à *n* sorties. Si l'on excite la bobine du relais portant le numéro *p*, le contact de travail correspondant se ferme et l'entrée de la ligne est reliée à la sortie d'indice *p*.

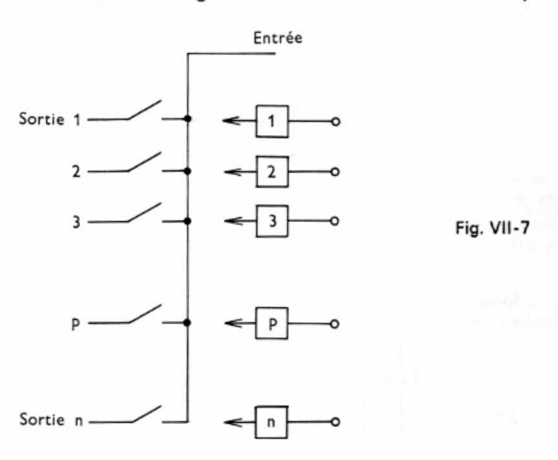


Fig. VII-7

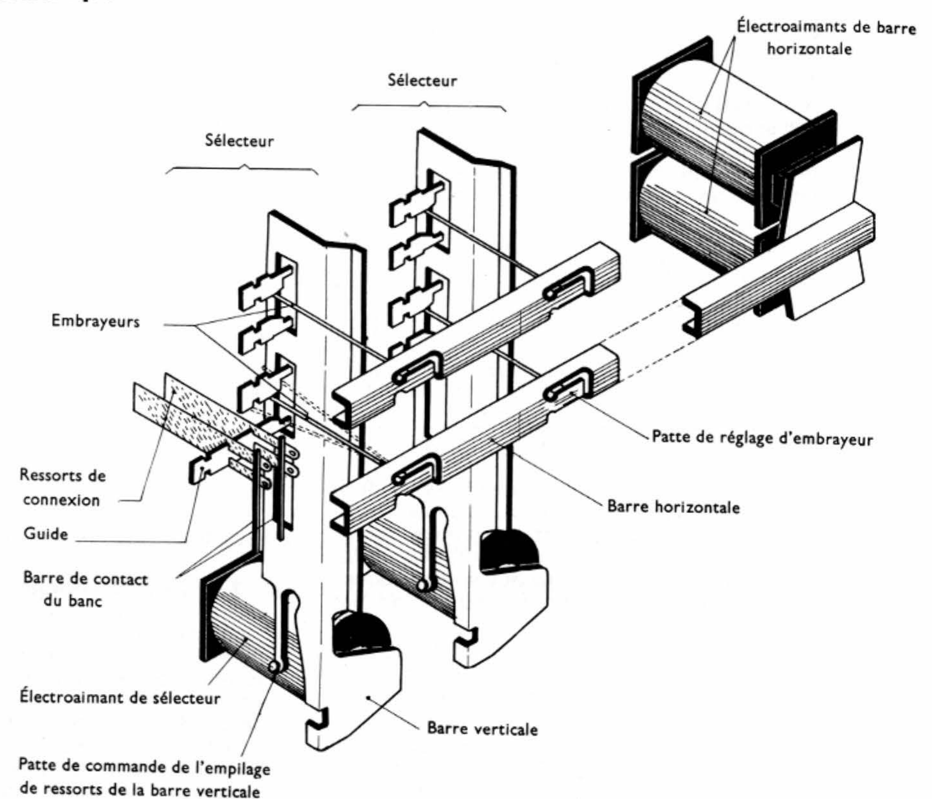


Fig. VII-8

Fonctionnement du multisélecteur Pentaconta *(C.G.C.T.)*

Plusieurs commutateurs ainsi constitués peuvent être groupés à l'intérieur d'un même cadre-support, le dispositif de choix de la sortie étant commun (fig. VII-8). Le problème est alors de relier une entrée, à choisir parmi *p*, à une sortie à choisir parmi *n*. On dispose pour cela de *p* électroaimants pour les entrées et de *n* électroaimants pour les sorties (cela représente une économie par rapport aux *pn* relais qui auraient été nécessaires sans la mise en commun). Pour réaliser la connexion désirée, il suffit d'alimenter deux électroaimants.

2.2. Réalisation. — Les blocs de contacts correspondant à une entrée sont empilés verticalement, dans un cadre, de façon à pouvoir être manœuvrés par la même armature ou *barre verticale ;* cette armature est commandée par l'électroaimant correspondant à l'entrée (elle est désignée habituellement par *Vk*, verticale de rang *k*). L'armature ne peut pas, seule, manœuvrer un empilage : au préalable, il faut interposer entre elle et le poussoir de l'empilage, un doigt de sélection ou *embrayeur* commandé par l'électroaimant correspondant à une sortie. Les embrayeurs sont montés sur une barre horizontale, à deux positions (haute et basse), qui peut pivoter sous l'action de deux électroaimants. Chaque barre horizontale est désignée par *Hj* (horizontale de rang *j*) ainsi que l'électroaimant correspondant (fig. VII-9). On appelle *sélecteur* l'ensemble formé par une barre verticale et par les empilages qu'elle commande. Pour mettre en place un sélecteur, il faut donc deux opérations qui sont :

— la mise en place de l'embrayeur par la manœuvre de la barre horizontale,
— la manœuvre de la barre verticale (20 millisecondes environ après la barre horizontale pour permettre à l'embrayeur de se stabiliser).

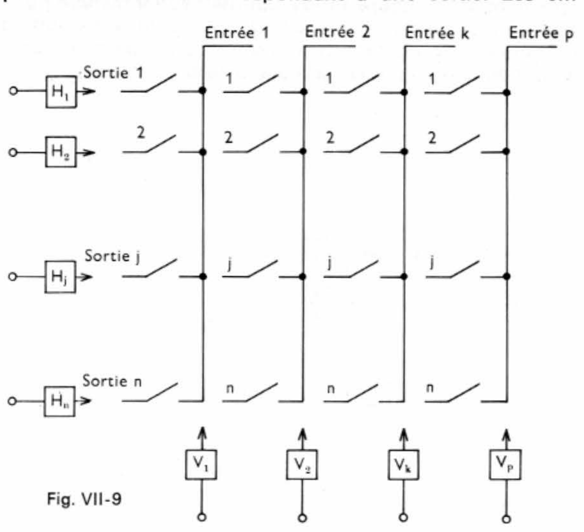


Fig. VII-9

La barre horizontale peut ensuite être relâchée, car l'embrayeur souple reste en prise avec la barre verticale. Cela permet d'utiliser les embrayeurs les uns après les autres dans n'importe quel ordre, plusieurs pouvant être simultanément occupés. Ils reviennent en position de repos horizontale dès qu'ils sont relâchés par la barre verticale.

L'ensemble des sélecteurs montés dans un même cadre forme un *multisélecteur* ou *commutateur Crossbar*.

2.3. Capacité et utilisation

2.3.1. Le dédoublement. — Chaque empilage des commutateurs Crossbar commute dix fils au maximum. Dans un réseau de connexions, on peut n'avoir besoin que de cinq fils ou moins, on dédouble alors chaque sortie. Le schéma de la figure VII-10 montre le câblage d'un sélecteur dédoublé. L'entrée de la ligne à trois fils, au lieu d'être raccordée directement sur les barres de contacts verticales, est raccordée sur les contacts de la première barre, position haute et position basse. En manœuvrant cette première barre, appelée *barre de dédoublement*, on peut donc atteindre deux sorties commutées par la même position d'une barre horizontale. On perd donc les deux sorties de la barre utilisée en dédoublement mais on multiplie par deux les sorties des autres. Un sélecteur à $\frac{p}{2}$ barres horizontales au lieu d'avoir *p* sorties aura : $2\,(p - 2)$ sorties. Sa mise en place nécessitera de positionner deux barres horizontales et ensuite la barre verticale.

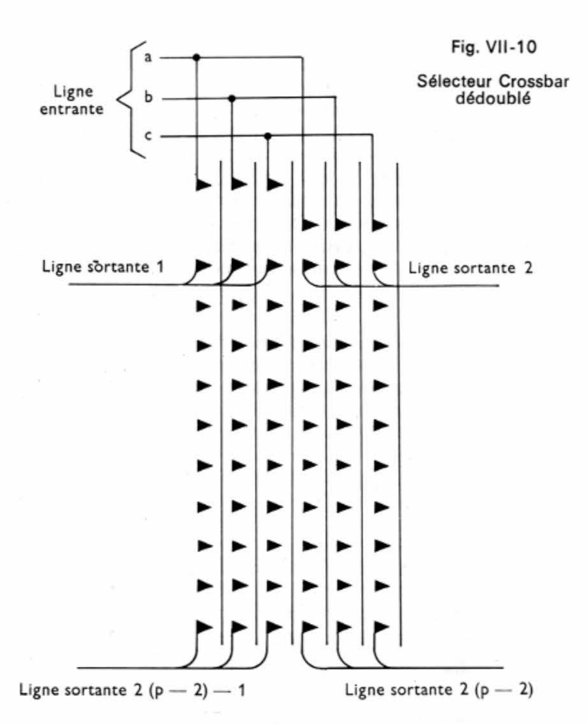


Fig. VII-10

Sélecteur Crossbar dédoublé

2.3.2. Capacité. — Un commutateur ayant p verticales et $\frac{n}{2}$ horizontales forme un ensemble à p entrées et np sorties, chaque entrée ayant accès à n sorties.

On peut relier les sorties de même indice de tous les sélecteurs (multiplage horizontal), on réalise ainsi un commutateur à p entrées et n sorties, chaque sortie pouvant être reliée à n'importe quelle entrée.

En utilisant le dédoublement, on réalise soit p entrées et $2\,p\,(n - 2)$ sorties, soit, avec multiplage horizontal, p entrées et $2\,(n - 2)$ sorties.

2.4. Représentation simplifiée d'un commutateur. — On représente symboliquement un multisélecteur en marquant une ligne (d'entrée ou de sortie) par un de ses fils. La figure VII-11 donne la représentation des différents cas et parallèlement le commutateur rotatif qui permettrait d'obtenir la même commutation.

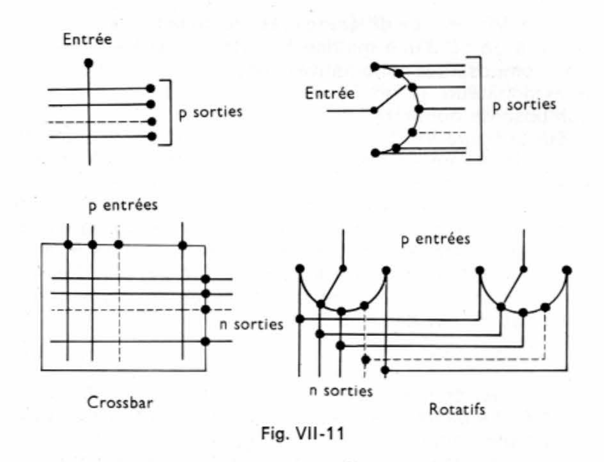


Fig. VII-11

3. POINTS DE CONNEXION INDIVIDUELS

À partir de 1950, se sont développés des systèmes dans lesquels les composants de bases sont des points de connexion individuels. Ces points doivent être associés en matrices pour réaliser des commutateurs de base.

3.1. Propriétés d'un point de connexion individuel. — La figure VII-12 donne trois schémas-type d'éléments utilisables comme points de connexion. Pour les deux premiers, la commande et la transmission des

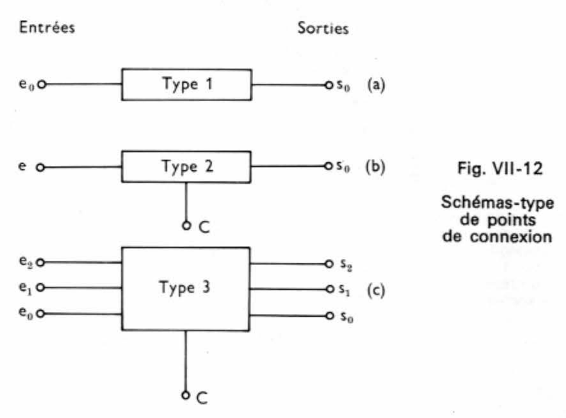


Fig. VII-12

Schémas-type de points de connexion

signaux utiles (courants de conversation) se font à l'aide du même fil avec retour par la masse. Pour le troisième, la commande se fait au moyen du fil $e_0 — s_0$, tandis que la transmission des signaux utiles est réalisée par l'intermédiaire des fils $e_1 — s_1$ et $e_2 — s_2$. De plus, dans les deux derniers types, la commande nécessite une borne supplémentaire C. Les figures VII-13 et VII-14 donnent des schémas de montages en matrices avec des éléments des types 2 et 3 (V. page suivante).

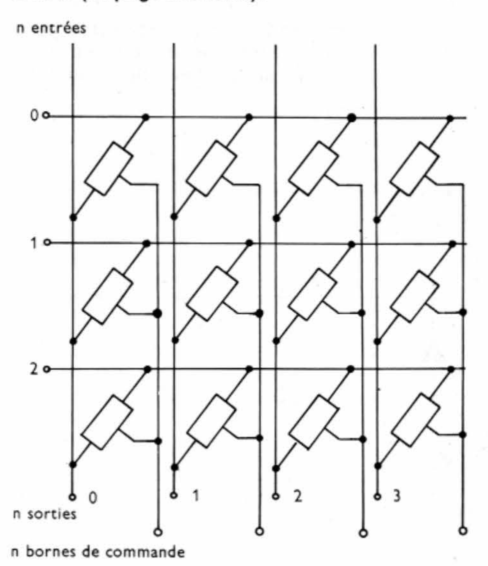


Fig. VII-13 — Matrice de points de connexion (type 2) à 3 entrées et 4 sorties

Pour pouvoir être utilisé comme point de connexion, un élément doit posséder certaines caractéristiques que l'on va définir à présent.

— Tout d'abord, il doit permettre d'obtenir qu'entre deux bornes e_i et s_i l'on ait, soit une grande impédance (quelques mégohms), soit une faible impédance (quelques ohms). Dans le premier cas, il y a interruption de la liaison entre l'entrée et la sortie : l'élément est dit dans l'état bloqué. Dans le second cas, les signaux peuvent passer : l'élément est dans l'état débloqué. En conclusion, l'élément ne doit pouvoir être placé que dans deux états différents et stables.

— Pour que le montage en matrice soit possible, il faut que les d.d.p. entre bornes d'entrée et entre bornes de sortie soient les mêmes dans chaque état.

— Pour éviter le maintien de la commande pendant toute la durée des communications, l'élément doit présenter un effet de mémoire dans les deux états possibles ;

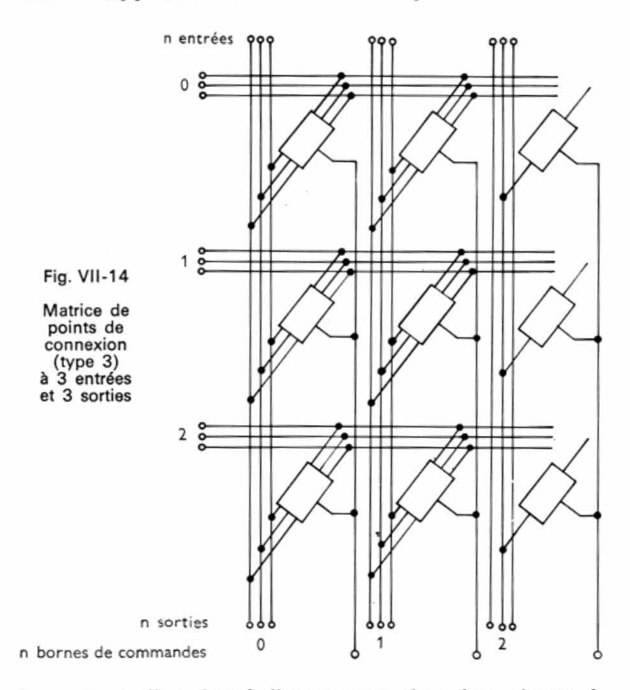


Fig. VII-14

Matrice de points de connexion (type 3) à 3 entrées et 3 sorties

le passage d'un état à l'autre peut alors être obtenu à l'aide de brèves impulsions.

— Pour simplifier la commande, chaque point doit pouvoir être commandé en envoyant des impulsions dans l'horizontale et dans la verticale auxquelles il appartient. En général, le passage de l'état bloqué à l'état débloqué se fait par coïncidence d'une impulsion appliquée à l'entrée et d'une impulsion appliquée à la borne de commande (éventuellement confondue avec l'entrée pour un élément dipôle) ; le passage inverse se fait par coupure du courant sur l'entrée.

— Dans la pratique, si l'impulsion de connexion appliquée sur la borne de commande est aussi envoyée vers des points de connexion au travail, il ne doit en résulter aucune variation importante de courant sur l'entrée et la sortie (celle-ci se traduirait par des bruits de commutation appelés « clics »).

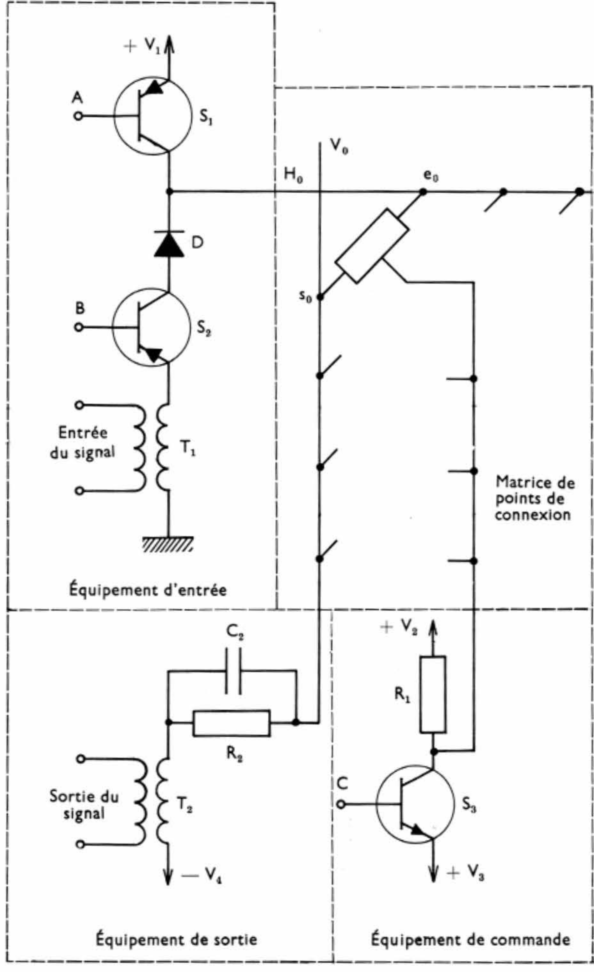


Fig. VII-15 — Principe d'utilisation d'un point de connexion de type 2

3.2. Principe d'utilisation. — Le principe d'utilisation d'un point de connexion (remplissant les conditions exposées au paragraphe précédent) peut être décrit à l'aide d'éléments à un fil (fig. VII-15) ou d'éléments à trois

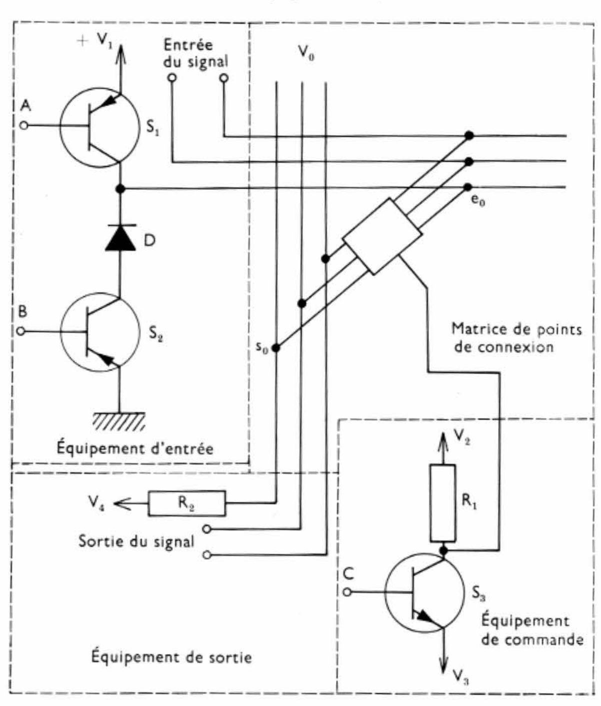


Fig. VII-16 — Principe d'utilisation des points de connexion de type 3

fils (fig. VII-16). La différence résulte du fait qu'en commutation à un fil, d'une matrice à l'autre on ne transmet que les composantes alternatives des signaux utiles; des transformateurs (T_1 et T_2) sont utilisés pour éliminer toute composante continue.

Sur la figure VII-15 où le point H_0, V_0 est seul représenté, on distingue un équipement de sortie (seul l'équipement relatif à la verticale V_0 est représenté), un équipement d'entrée (celui de l'horizontale H_0), un équipement de commande (équipement correspondant à la borne de commande associé à V_0). Au repos, les transistors S_1 et S_3 sont bloqués et le transistor S_2 est saturé (V. t. 1, Électronique, chap. 17). Le point de connexion se trouve alors dans l'un de ses deux états stables:

— s'il est déconnecté, il n'est traversé par aucun courant;

— s'il est connecté, le courant traverse T_1, S_2, D, e_0, s_0, C_2 et T_2. Le passage de l'état déconnecté à l'état connecté se fait par l'application simultanée des deux impulsions: une négative sur la borne A qui provoque la saturation de S_1 (transistor PNP) et une positive sur la borne de commande C qui provoque la saturation de S_3. Le passage de l'état connecté à l'état déconnecté se fait en coupant la liaison e_0 — s_0, ce que l'on obtient en appliquant une impulsion positive en B, c'est-à-dire en bloquant S_2.

3.3. Avantages apportés par les points de connexion individuels. — Historiquement, le premier

élément utilisé comme point de connexion individuel a été la diode à gaz (V. t. 1, Électronique, chap. 4) : des expériences furent faites aux États-Unis d'Amérique par les *Bell Laboratories* (à Morris Hill) et en France par le Centre national d'études des télécommunications (projet Antarès), vers 1960. Ce composant fut rapidement abandonné car sa fiabilité n'est pas assez grande. Parmi les nombreux éléments susceptibles de servir à la commutation (diode de Schokley, diode à effet tunnel, transistor à effet de champ), deux composants de nature très différente se sont imposés : ce sont les contacts scellés et les thyristors.

Pour la commutation, ils présentent un certain nombre d'avantages. Par exemple, leur rapidité de fonctionnement est beaucoup plus grande que celle des commutateurs à barres croisées (vingt fois plus grande avec un contact scellé et deux mille fois plus grande avec un thyristor) ; cela se traduit par une occupation moindre des équipements de commande. De plus, ces éléments ne nécessitent que des puissances de commande faibles, et ils sont très fiables et très faciles à entretenir (les matrices forment des blocs enfichables pouvant être rapidement remplacés en cas de défaillance). La taille très petite de ces éléments fait qu'un autocommutateur, construit à partir de points de connexion individuels, occupe de deux à quatre fois moins de place qu'un commutateur Crossbar de même capacité. Ces raisons expliquent le succès de ces composants particulièrement bien adaptés pour les réseaux modernes de très grande capacité.

3.4. Point de connexion à « contacts scellés ». — Le point de connexion à contacts scellés est un point de connexion électromécanique à trois entrées et trois sorties (V. fig. VII-12 c).

Un contact scellé, appelé aussi relais à lames souples (V. t. 2, Relais), comporte deux tiges métalliques (généralement en ferronickel) dont les surfaces en regard, à l'intérieur de l'ampoule, ont subi un traitement qui consiste souvent en une diffusion ou en un dépôt d'or ou de rhodium. Ainsi, le contact obtenu présente une faible résistance (0,2 Ω pour un contact neuf, 1 Ω pour un contact en fin de vie, c'est-à-dire après dix millions de manœuvres). Deux modèles sont employés en commutation : contacts à ampoule de 2,5 mm de diamètre et de 20 mm de longueur environ et contacts à ampoule de 4 mm de diamètre et de 30 mm de longueur.

On rappelle que, lorsqu'un contact scellé est placé dans un champ magnétique nul, les pièces métalliques ne sont soumises à aucune force et l'espace compris entre les deux lames (0,1 à 0,2 mm) assure l'isolement (résistance proche de 10 000 MΩ) : le contact est en position de repos. L'application d'un champ magnétique dont les lignes d'induction sont parallèles aux lames souples entraîne l'aimantation de ces dernières et l'apparition de pôles de noms contraires aux extrémités en regard. Pour une valeur déterminée de l'induction, les forces d'attraction entre ces pôles sont suffisantes pour que les lames viennent en contact : le contact scellé est en position de travail. Un champ magnétique de 30 à 50 A/m suffit souvent pour obtenir la fermeture du contact ; le temps d'attraction est égal environ à 1 milliseconde. L'ouverture du contact se produit quand le champ magnétique devient inférieur à une valeur déterminée, souvent comprise entre 15 et 25 A/m et le temps nécessaire pour le relâchement est voisin de 0,25 ms. Les points de connexion sont, soit à maintien électrique, soit à maintien magnétique.

Un point de connexion à maintien électrique comprend une bobine *B* à un seul enroulement, trois contacts scellés k_0, k_1, k_2, placés à l'intérieur de la bobine, parallèlement à son axe, et une diode *D* (fig. VII-17). Ce point de connexion ne peut être placé que dans deux états stables :

— dans le premier état, le contact k_0 est ouvert et il ne passe aucun courant dans la bobine : les contacts k_1 et k_2 sont également ouverts ;

— dans le second état, le contact k_0 est fermé : il passe un courant dans la bobine et les contacts k_1 et k_2 sont fermés, permettant le passage des courants de conversation. Pour passer du premier état au second, il suffit de faire passer un courant entre l'entrée e_0 et la barre de commande *C*, en appliquant des potentiels tels que la diode *D* soit conductrice : le contact k_0 se ferme et il en est de même de k_1 et de k_2. L'ensemble est maintenu dans cet état puisqu'un courant d'excitation traverse la bobine et k_0. Pour obtenir le passage inverse, il suffit de provoquer une coupure de courant, ce qui entraîne la retombée des contacts k_0, k_1 et k_2.

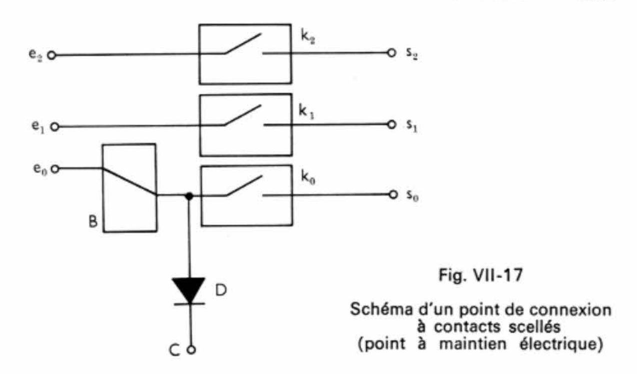


Fig. VII-17

Schéma d'un point de connexion à contacts scellés (point à maintien électrique)

Les deux contacts k_1 et k_2 fonctionnent sensiblement en même temps que k_0. Les lignes d'induction produites par la bobine *B* se referment soit dans l'air si elles ne risquent pas de perturber les bobines voisines (ce qui impose une certaine distance entre celles-ci), soit dans un écran magnétique parallèle à l'axe de la bobine. L'emploi d'un tel écran apporte une augmentation de sensibilité du point de connexion car la réluctance du circuit magnétique est diminuée ; il permet aussi des réalisations plus compactes. Pour diminuer la consommation électrique pendant le maintien, on utilise des bobines ayant un grand nombre de spires (voisin de 1 000).

Le point de connexion à contacts scellés avec maintien électrique a été utilisé en France dans les centraux du type Périclès (V. chap. 8), dont le prototype a été mis en service en 1970 à Clamart (Hauts-de-Seine).

Un point de connexion à maintien magnétique comporte une ou plusieurs pièces en matériau magnétique à aimantation rémanente. Dans certains, un aimant permanent fournit un flux suffisant pour maintenir fermé un contact, mais insuffisant pour fermer un contact ouvert. Ainsi, pour le point de connexion dont le schéma est donné sur la figure VII-18, les deux contacts k_1 et k_2, placés dans une bobine *B*, se ferment lorsqu'une impulsion de commande

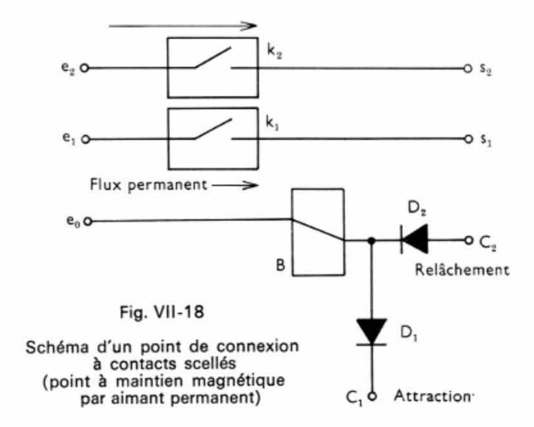


Fig. VII-18

Schéma d'un point de connexion à contacts scellés (point à maintien magnétique par aimant permanent)

est appliquée en C_1 et sont maintenus fermés par un aimant après disparition de cette commande. Pour provoquer l'ouverture du point de connexion, une impulsion convenable est appliquée en C_2 : en produisant un flux de sens opposé au flux de l'aimant, on provoque le relâchement. Ce principe conduit à des réalisations simples mais les contacts doivent présenter des caractéristiques de fonctionnement très précises, imposant un tri après fabrication.

Dans d'autres points de connexion, l'état magnétique d'un ou plusieurs corps ferromagnétiques est changé au

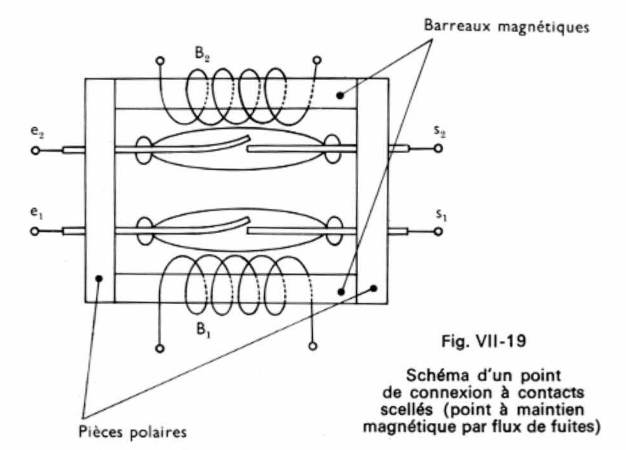


Fig. VII-19

Schéma d'un point de connexion à contacts scellés (point à maintien magnétique par flux de fuites)

moyen d'impulsions de commande. Par exemple, il est possible d'utiliser un noyau magnétique dont le sens d'aimantation, par rapport à celui d'un aimant permanent, permet l'ouverture ou la fermeture des contacts. L'aimant permanent peut être remplacé par un noyau magnétique analogue au premier (fig. VII-19) : les sens d'aimantation des deux noyaux déterminent alors les positions de travail et de repos. Quand les deux noyaux ont des aimantations de sens contraires, le flux se referme par les pièces polaires et les contacts sont ouverts (fig. VII-20 a). Quand les deux noyaux ont des aimantations qui s'opposent, le flux se referme à travers les tiges des contacts scellés, provoquant ainsi leur fermeture (fig. VII-20 b).

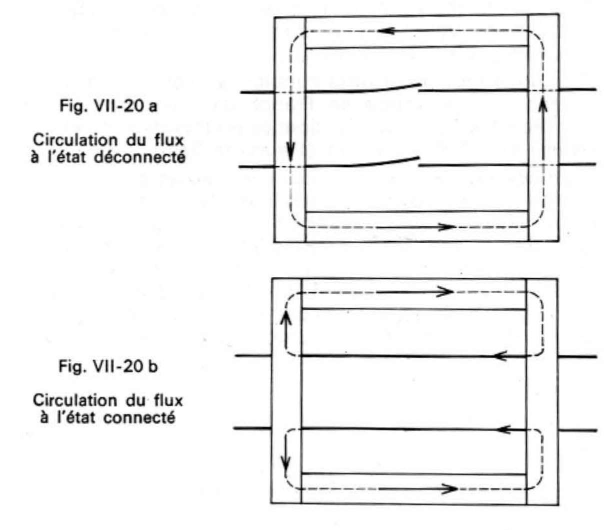


Fig. VII-20 a

Circulation du flux à l'état déconnecté

Fig. VII-20 b

Circulation du flux à l'état connecté

Les matériaux magnétiques utilisés sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis rectangulaire (cela permet d'atteindre la saturation du noyau avec un petit nombre d'ampères-tours), par leur champ coercitif faible (ainsi le basculement magnétique est obtenu avec un faible nombre d'ampères-tours), par leur grande induction rémanente (les flux de fuites, utilisés pour provoquer la fermeture des contacts, sont alors assez importants, avec des noyaux de section droite assez petite). Ce sont des alliages à base de fer: acier au chrome et Remendur (alliage de fer, de cobalt et de vanadium).

Le point de connexion à maintien magnétique possède deux avantages par rapport à celui à maintien électrique. D'une part, il comporte non pas trois contacts scellés mais deux seulement; dans les systèmes effectuant la recherche d'itinéraires sur une image du réseau (V. chap. 8), cela se traduit par une économie importante. D'autre part, il n'y a consommation d'énergie électrique que pour la commande et non plus pour le maintien, et des bobines de quelques dizaines de spires suffisent.

Cette catégorie de points de connexion est utilisée en France dans le réseau du central électronique qui équipe l'aéroport de Roissy et surtout aux États-Unis d'Amérique depuis 1965.

3.5. Point de connexion à thyristor. — La constitution d'un point de connexion utilisant un thyristor (V. t. 1, Électronique, chap. 11) est donnée par la figure VII-21. L'anode et la cathode sont respectivement l'entrée et la sortie du point de connexion; la borne de commande est reliée à l'électrode de commande du thyristor par une résistance *r* (voisine de 100 k Ω par exemple).

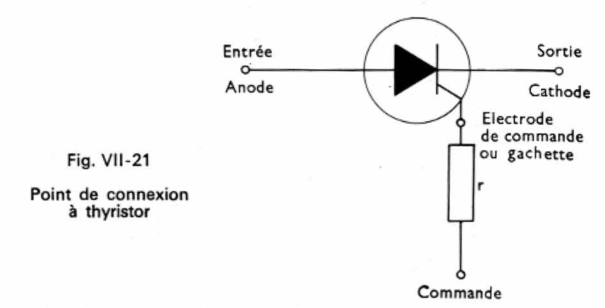


Fig. VII-21

Point de connexion à thyristor

Un thyristor ne peut être rendu conducteur que si l'anode et l'électrode de commande sont portées *simultanément* à des potentiels positifs par rapport à la cathode (les valeurs de ces potentiels dépendent notamment des caractéristiques du thyristor). Dans tous les autres cas, le thyristor ne peut être rendu conducteur; il est dit bloqué. Lorsqu'il est traversé par un courant, il est possible de le bloquer, soit en ouvrant le circuit anodique (même pendant un très court instant), soit en mettant le thyristor sous tension inverse, soit en faisant décroître le courant au-dessous d'une valeur déterminée appelée courant de maintien du thyristor.

Divers montages à thyristor ont été mis au point pour satisfaire le mieux possible les conditions imposées à un point de connexion (fig. VII-22 a et b).

Les principaux avantages des points de connexion à thyristor (et plus généralement des points de connexion électroniques) sont, d'une part leur rapidité de fonctionnement qui est proche de la microseconde et, d'autre part, leur grande fiabilité puisqu'il n'y a aucune pièce en mouvement. Malheureusement, ils présentent certaines diffi-

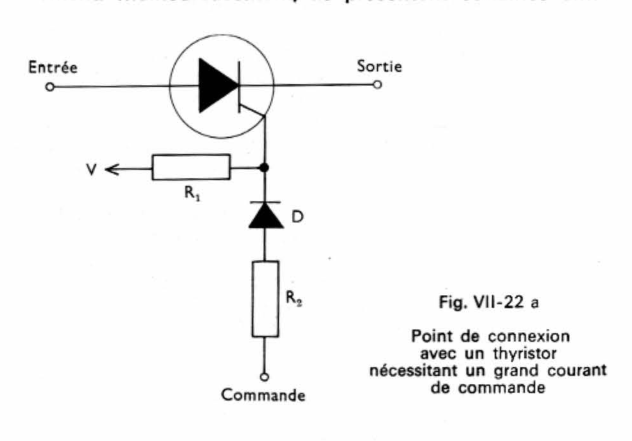


Fig. VII-22 a

Point de connexion avec un thyristor nécessitant un grand courant de commande

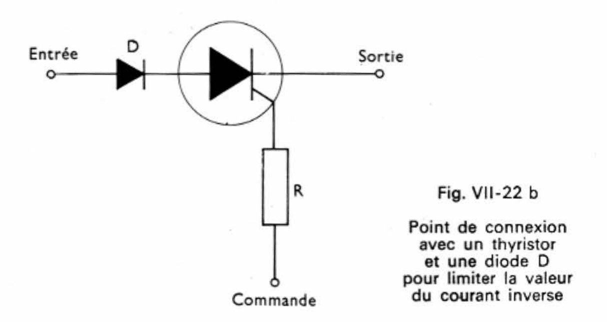


Fig. VII-22 b

Point de connexion avec un thyristor et une diode D pour limiter la valeur du courant inverse

cultés d'emploi : la protection des équipements est assez délicate à réaliser. C'est une des raisons de l'utilisation des transformateurs aux extrémités du réseau (V. fig. VII-15) ; cette solution n'est pas sans inconvénient car il y a affaiblissement de la transmission des signaux de conversation et il faut compenser cela par une amplification supplémentaire. De plus, la chaîne de connexions ainsi réalisée ne transmet pas le courant continu, ni même un courant de fréquence égale à 50 Hz, ce qui rend l'essai des lignes d'abonnés et l'acheminement des signaux de numérotation au cadran et de sonnerie plus compliqués (V. chap. 5). Le signal de sonnerie peut être changé (sonnerie à fréquence vocale, à 1 000 Hz par exemple) mais cela implique une modification du poste d'abonné, prévu pour des courants de sonnerie de fréquence 50 Hz. Par ailleurs, pour des raisons économiques, il est nécessaire de réduire le nombre de contacts « électroniques » : cela conduit à adopter une structure monofilaire pour le réseau ; c'est une deuxième raison de l'emploi des transformateurs aux extrémités des lignes.

CHAPITRE VIII

LES AUTOCOMMUTATEURS ÉLECTROMÉCANIQUES

1. PRÉSENTATION GÉNÉRALE

Le diagramme général d'un autocommutateur électromécanique peut être représenté par la figure VIII-1. Les lignes « appelantes » sont raccordées à une *chaîne de présélection ;* chaque sortie de celle-ci est reliée à une entrée

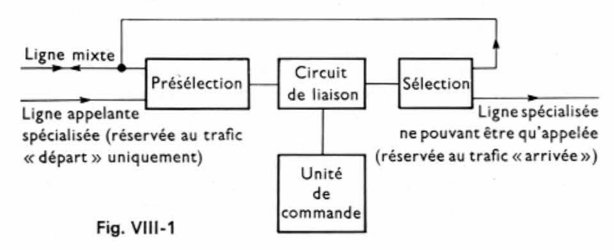


Fig. VIII-1

d'une *chaîne de sélection* par l'intermédiaire d'un *circuit de liaison.* Les sorties de cette chaîne de sélection sont connectées aux lignes qui peuvent être appelées. Les lignes d'abonnés, qui peuvent généralement écouler du trafic « départ » et du trafic « arrivée », sont dites *mixtes :* elles sont raccordées aux deux extrémités de l'ensemble.

La présélection permet de relier une ligne d'abonné demandeur (ou source d'appel), dont la durée d'utilisation est faible, à un circuit de liaison choisi parmi plusieurs dont le rendement doit être le plus grand possible. L'ensemble, formé par les équipements individuels, les commutateurs et les circuits de liaison, doit être si possible un groupe parfait.

La sélection est l'ensemble des opérations de recherche d'un itinéraire entre l'entrée du réseau de connexions dans sa partie sélection et une sortie (généralement la ligne de l'abonné demandé). Cette opération est suivie de l'établissement d'une liaison entre ces deux points. Ainsi, la chaîne de présélection assure une concentration du trafic, alors que la chaîne de sélection réalise une expansion.

1.1. Matériel. — Dans la constitution des circuits électriques, utilisés pour le fonctionnement d'un autocommutateur électromécanique, interviennent trois sortes d'éléments :

1° Des composants passifs : résistances, condensateurs, inductances, diodes, etc.

2° Des relais, dont les caractéristiques varient avec les fonctions, le système et le constructeur.

3° Des commutateurs (soit rotatifs, soit à barres croisées ou *Crossbar*).

Ces éléments équipent un certain nombre de dispositifs, dont les principaux sont le réseau de connexions et l'unité de commande.

1.2. Unité de commande. — Elle a d'abord été composée d'enregistreurs (V. ci-après) assumant les fonctions suivantes :

— réception des informations envoyées par l'abonné demandeur (elles sont obtenues à l'aide, soit d'un cadran, soit d'un clavier) ;

— mémorisation des informations ;

— réémission sur demande.

L'enregistreur pouvait utiliser les informations reçues, soit directement, soit en les transformant. Actuellement, devant la complexité du réseau, on a été obligé de séparer les fonctions : l'enregistreur est associé à des auxiliaires pour traiter les informations. Ainsi, une unité de commande peut être représentée au moyen du schéma de la figure VIII-2.

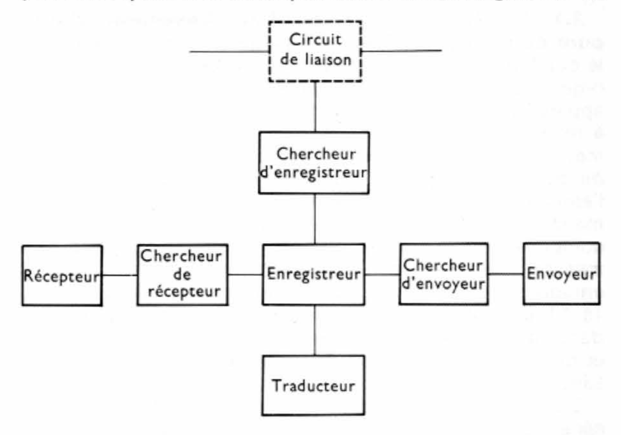


Fig. VIII-2 — Unité de commande

1.3. Enregistreur. — Il permet d'exécuter une suite d'opérations ou séquence ; cela constitue le programme. Ces opérations sont les suivantes :

1° Envoi de la tonalité (signal de fréquence égale à 450 Hz) à l'abonné demandeur ; elle indique à celui-ci qu'il peut transmettre le numéro de l'abonné demandé.

2° Réception de ces informations, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un auxiliaire.

3° Mémorisation des informations.

4° Appel d'un traducteur.

5° Transmission des informations au traducteur.

6° Enregistrement des informations traduites renvoyées par le traducteur.

7° Surveillance des opérations de sélection et émission d'informations, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un envoyeur.

1.4. Traducteur. — Il reçoit de l'enregistreur toutes les informations concernant la communication à traiter, à savoir :

— le numéro du demandé ;

— l'origine de l'appel (abonné, opératrice, etc.) ;

— l'état du réseau ;

— la caractéristique de la communication (renouvellement de sélection, détournement, etc.).

À partir de ces informations, il y a détermination automatique de la suite à donner à l'appel et communication en retour, à l'enregistreur :

— des possibilités d'acheminement de l'appel ;
— des informations pour la mise en place du réseau de connexions, en cas d'acheminement intérieur au centre ;
— des informations pour le centre distant, en cas d'acheminement extérieur au centre ;
— du palier de taxe ;
— de la caractéristique de la communication à établir (détournement, changement de système de numérotation, etc.).

Le diagramme de fonctionnement d'un traducteur est schématisé sur la figure VIII-3.



Fig. VIII-3 — Organigramme de fonctionnement du traducteur

1.5. Récepteur et envoyeur. — Ce sont des organes réalisant, soit un changement de code, soit un changement de support en conservant le code (multifréquence ou courant continu), soit simultanément les deux opérations (le plus souvent).

2. LE SYSTÈME R 6

Le système R 6 utilise un réseau de connexions à commutateurs rotatifs (51 points, 11 points et 25 points).

2.1. Différentes phases d'établissement d'une communication locale. — Lorsqu'un abonné décroche le combiné de son poste, son appel est enregistré dans un organe, propre à sa ligne, appelé *joncteur d'abonné*. Cet appareil déclenche l'opération de présélection, qui consiste à relier la ligne de l'abonné à un enregistreur par l'intermédiaire d'un alimenteur (circuit de liaison d'un centre de commutation). Dès que cette opération est réalisée, l'enregistreur envoie à l'abonné demandeur la tonalité de manœuvre (signal de fréquence égale à 450 Hz). L'abonné compose alors le numéro du poste demandé et, au fur et à mesure que les signaux parviennent au centre, il y a enregistrement sur des commutateurs rotatifs décimaux (à 11 points). Ensuite, ces informations sont transférées dans un traducteur qui assure l'analyse du numéro demandé et qui donne à l'enregistreur toutes les indications nécessaires à l'acheminement.

L'enregistreur commande alors le positionnement d'une série de sélecteurs qui formeront un circuit de liaison. Ils sont actionnés les uns à la suite des autres ; le premier de la série est sous le contrôle direct de l'enregistreur, tandis que chacun des autres dépend d'un organe de contrôle ou orienteur (en général, il y a un orienteur pour huit sélecteurs). Ainsi, ces derniers sélecteurs sont positionnés dès que l'orienteur qui les commande a reçu les impulsions émises par l'enregistreur, impulsions correspondant à un chiffre du numéro. Lorsque l'enregistreur a transmis aux orienteurs de sélecteurs tous les chiffres du numéro demandé, il se libère et la communication passe alors sous le contrôle de l'alimenteur. Lorsque le dernier sélecteur (connecteur) est positionné sur la ligne de l'abonné demandé, l'orienteur qui le commande « détecte » si la ligne est occupée ou non et le résultat est transmis à l'alimenteur. Dans le premier cas, l'alimenteur libère la chaîne : seul le joncteur de l'abonné demandeur reste en prise et permet l'envoi de la tonalité d'occupation. Dans le second cas, la sonnerie du demandé est actionnée par l'un des sélecteurs spécialement équipé (sélecteur des centaines, en général). À la réponse du demandé, l'alimenteur établit un pont d'alimentation supervision et commande la taxation de l'abonné demandeur.

2.2. Présélection

2.2.1. Constitution de l'étage de présélection. — Dans le système R 6, la présélection se fait à l'aide de chercheurs doubles ou chercheurs-présélecteurs, composés de deux organes rotatifs, un chercheur primaire d'abonnés et un présélecteur ou chercheur secondaire d'alimenteurs (V. fig. VIII-1). Elle est commandée par un organe, appelé *distributeur*, commun aux deux chercheurs. Cet organe est un commutateur rotatif, dont les balais explorent les broches reliées à un certain nombre de chercheurs-présélecteurs ; son rôle est d'affecter un chercheur-présélecteur à chaque appel.

Les abonnés sont groupés par centaine ; à chaque centaine sont affectés plusieurs chercheurs de ligne appelante à cent points (cinquante et un points dédoublés) ; ils constituent un groupe primaire de chercheurs-présélecteurs. Le nombre de chercheurs-présélecteurs d'un groupe primaire dépend du trafic des abonnés de ce groupe.

Les présélecteurs sont des appareils à vingt-cinq points. Les chercheurs-présélecteurs, donnant accès aux mêmes vingt-cinq alimenteurs, constituent un groupe secondaire de chercheurs-présélecteurs. Par extension, on parle souvent de groupes primaires d'abonnés et de groupes secondaires d'alimenteurs. Le nombre de groupes secondaires est défini par le nombre d'alimenteurs nécessaires pour écouler le trafic des abonnés du centre. Il faut, évidemment, un groupe secondaire pour vingt-cinq alimenteurs.

Le nombre total de chercheurs-présélecteurs est défini par l'ensemble des groupes primaires ; le nombre de chercheurs-présélecteurs par groupe en découle immédiatement par une simple division.

Pour la recherche des chercheurs-présélecteurs, le distributeur est équipé d'un commutateur rotatif à onze points. Un certain nombre de distributeurs est mis à la disposition d'un demi-millier ou d'un millier d'abonnés. Cet ensemble de cinq ou dix groupes primaires est appelé *groupement primaire* ou *groupe de distributeurs*. Dans chaque groupe primaire, chaque distributeur n'a accès qu'à deux chercheurs doubles, l'un de rang pair, l'autre de rang impair. La figure VIII-4 schématise la disposition d'un groupement de cinq cents abonnés desservis par quatre distributeurs, chaque groupe primaire se composant de huit chercheurs doubles.

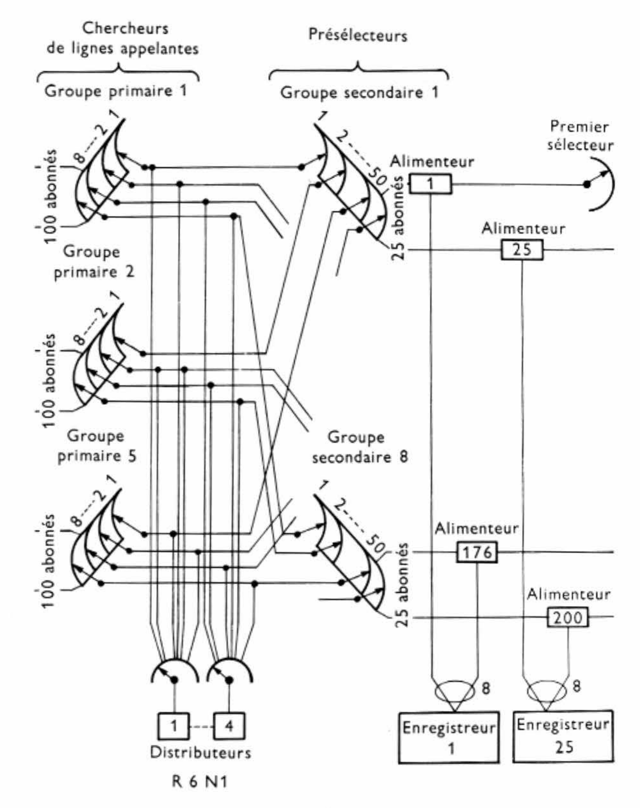
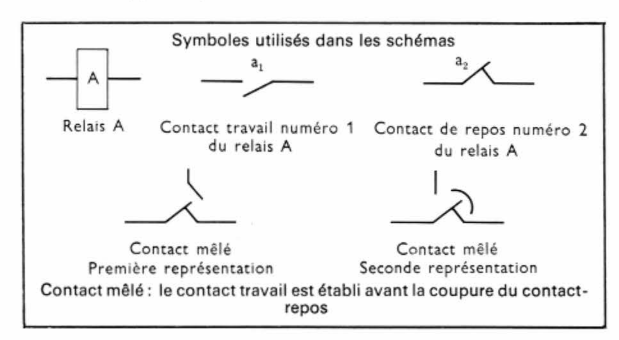


Fig. VIII-4 — Présélection dans le système R 6 N 1

Ce groupement primaire fait partie d'un groupement de présélection, qui se compose ici de cinq mille abonnés desservis par deux cents alimenteurs et les chercheurs-présélecteurs correspondants. En général, un bureau de dix mille lignes est constitué de deux à quatre groupements de présélection.

2.2.2. Déroulement de la présélection. — Lors du décrochage du combiné d'un poste d'abonné, tous les distributeurs du groupement primaire sont mis en marche si deux conditions sont simultanément remplies : présence d'un chercheur-présélecteur libre dans le groupe primaire du demandeur et disponibilité d'un alimenteur associé à un enregistreur (un enregistreur dessert en principe huit alimenteurs).

Un distributeur s'arrête dans sa rotation lorsqu'il arrive sur les broches d'un chercheur-présélecteur desservant l'abonné en appel et donnant accès à un alimenteur associé à un enregistreur disponible. Lorsqu'un chercheur-présélecteur est choisi, le distributeur se trouve connecté à celui-ci et il commande successivement la rotation du présélecteur (il s'arrête lorsqu'un alimenteur disponible associé à un enregistreur libre est détecté), puis la rotation du chercheur primaire (celui-ci s'arrête sur l'azimut de l'abonné appelant).



2.3. Joncteur d'abonné. — Il est utilisé pour indiquer l'état de la ligne de l'abonné (elle peut être libre, occupée, en appel ou en faute) et pour commander la mise en marche de la présélection.

Le joncteur (fig. VIII-5) comporte deux relais (un relais d'appel *A* à deux enroulements et un relais de coupure *C*) et un compteur.

Lorsque la ligne est disponible, tous les relais sont au repos. Si l'abonné décroche le combiné de son poste, le relais *A* se trouve alimenté : le courant arrive par la masse *M* et traverse successivement c_1, le poste téléphonique, c_2, un enroulement de *A* et le générateur. Le relais *A* est

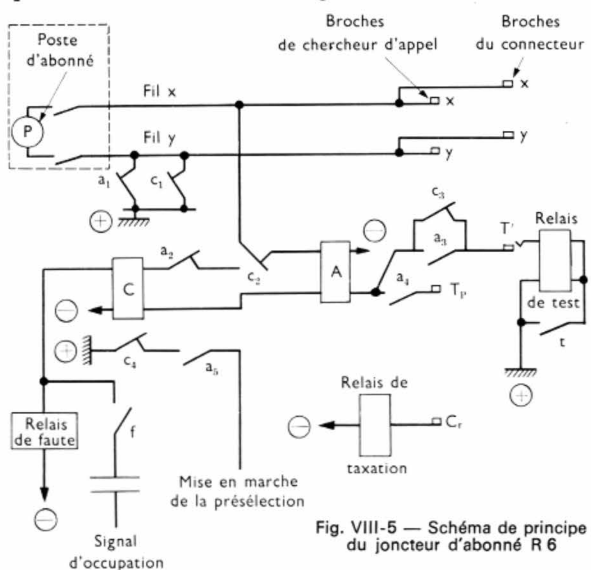


Fig. VIII-5 — Schéma de principe du joncteur d'abonné R 6

⊕ Point relié à la ligne positive de l'alimentation de l'installation ; ⊖ Point relié à la ligne négative de l'alimentation de l'installation

excité ; il caractérise l'abonné appelant. Par le contact-travail a_5, il met en marche la présélection. En fin de recherche, grâce à un chercheur, le fil T_p est porté à un potentiel positif et le deuxième enroulement du relais *A* est alimenté à travers a_4 (qui est fermé) et la bobine du relais *C* : celui-ci est alors excité. Les relais *A* et *C* au travail caractérisent l'abonné occupé (sélection et conversation). En fin de communication, si le correspondant raccroche le premier, le potentiel positif sur le fil T_p est supprimé par le chercheur et les relais *A* et *C* ne sont plus alimentés (le premier enroulement de *A* n'était plus sous tension depuis que *C* était excité, car c_1 était ouvert). Le relais *C* étant retardé à l'ouverture (emploi d'une spire de Frager, V. t. 2, Relais), *A* est ouvert, alors que *C* est encore en position de travail. Celui-ci reste dans cette position, car il est alors de nouveau alimenté à travers a_1, le poste téléphonique, c_2 (en position de travail), a_2 et le relais de faute. Ce dernier est excité à son tour et le signal d'occupation est envoyé sur la ligne de l'abonné. Au raccrochage de ce dernier, les relais passent en position de repos. La taxation de la communication se produit au décrochage de l'abonné demandé car un potentiel positif est alors appliqué sur le fil C_r et le compteur est actionné.

Lorsqu'un abonné est demandé, un connecteur vient tester sa ligne sur le fil *T'* ; si celle-ci est libre, les relais *A*, *C* et *T* se trouvent alimentés à travers c_3 et le contact *t* du connecteur se ferme. Il court-circuite une partie de l'enroulement (forte résistance) du relais de test *T*, et le potentiel de la broche *T'* ainsi que celui de la broche T_p du chercheur augmentent. Cela empêche tout autre organe de pouvoir se connecter à son tour sur cette ligne.

2.4. Principe élémentaire d'une recherche d'organe appelant (fig. VIII-6). — Lorsque le relais d'appel *A* est excité, un potentiel positif est appliqué sur le fil de démarrage commun à tous les organes connectés sur les

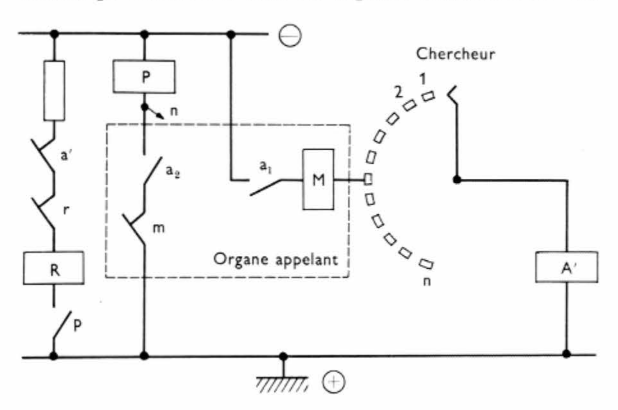


Fig. VIII-6 — Principe élémentaire d'une recherche d'organe appelant (n est le point commun aux n lignes raccordées sur ce chercheur)

broches du commutateur rotatif. Le relais pilote d'appel *P* fonctionne et ferme le circuit d'alimentation du relais *R* d'un commutateur rotatif : celui-ci s'arme et ouvre un contact repos *r*. Cela provoque l'ouverture du relais *R* et le commutateur avance d'un pas ; aussitôt, le relais *R* est réalimenté à travers *r* et ainsi de suite : le commutateur tourne. Le relais *A'* permet de détecter la position des broches sur l'une des couronnes du commutateur, extrémités de la ligne en appel. Elles sont portées à un potentiel négatif à travers a_1 et l'enroulement du relais *M*. Dès que balais et broches sont en contact, *A'* et *M* sont excités ; le contact *a'* s'ouvre et l'alimentation de *R* est supprimée : sa rotation est arrêtée. Après l'ouverture du contact *m*, l'alimentation du relais pilote *P* est également supprimée et le circuit du relais *R* est définitivement coupé par *r* : le chercheur est positionné.

Ce principe fondamental est mis en œuvre dans tous les chercheurs des systèmes R 6.

2.5. Principe de la réception du numéro de l'abonné demandé. — En actionnant son cadran, l'abonné provoque des ruptures d'alimentation sur la ligne

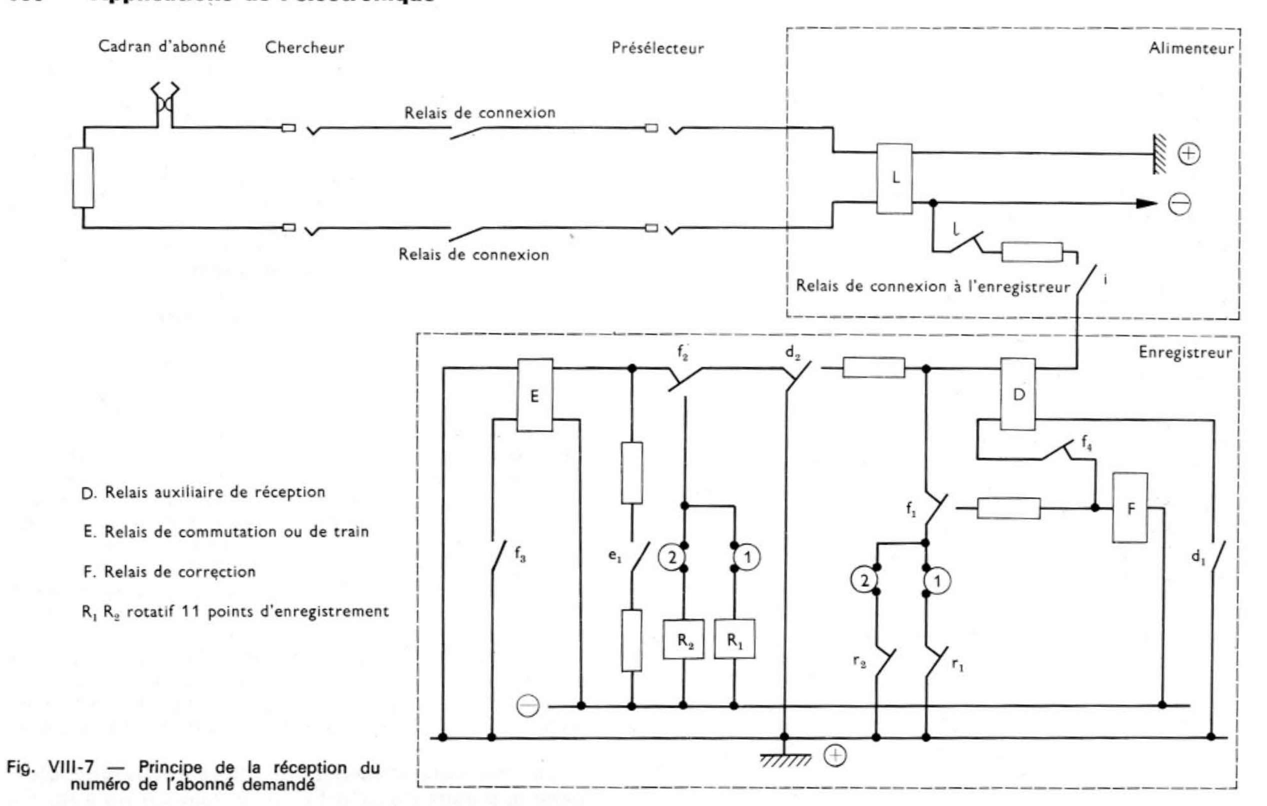


Fig. VIII-7 — Principe de la réception du numéro de l'abonné demandé

(V. chap. 4) et le relais *L* suit la cadence des impulsions (fig. VIII-7).

2.5.1. Enregistrement d'un chiffre. — Dès l'ouverture du cadran, les contacts du relais de ligne *L* retombent et un potentiel négatif est appliqué au fil *i*, le relais de connexion à l'enregistreur étant préalablement fermé. Le relais *D* de l'enregistreur est alors alimenté à travers *l*, f_1, la position ① du séquentiel de réception (préalablement positionné) et r_1. Ce relais est maintenu en position de travail par le courant qui passe à travers d_1, f_4 et la bobine du relais *F*, et également par celui qui passe par d_2 et une résistance en série avec le premier enroulement de *D*. Ainsi, même si l'ouverture du cadran est de courte durée, l'impulsion est enregistrée. Le relais *F* est conçu de façon que le contact-travail f_1 soit établi avant que le contact-repos soit ouvert; ainsi, *F* est bien maintenu en position de travail.

Dès que le cadran rétablit le contact, le relais *L* est excité et *D* n'est plus alimenté à travers *l*: ses contacts retombent rapidement (ainsi, même si la fermeture du cadran est de courte durée, l'impulsion est enregistrée).

Le relais *D* étant au repos et le relais *F* étant en position de travail, la bobine du relais R_1 est excitée (le courant passe par f_2 et par la position ① du séquentiel). Il se produit

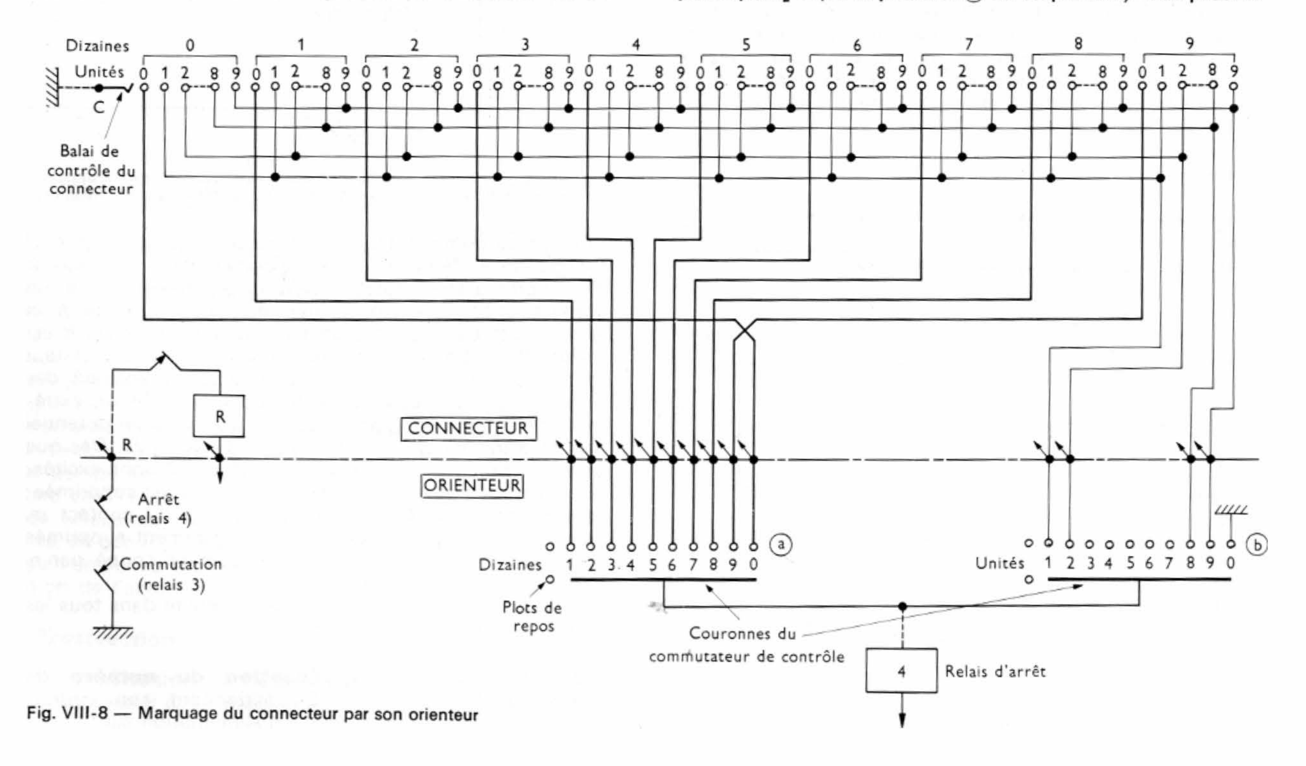
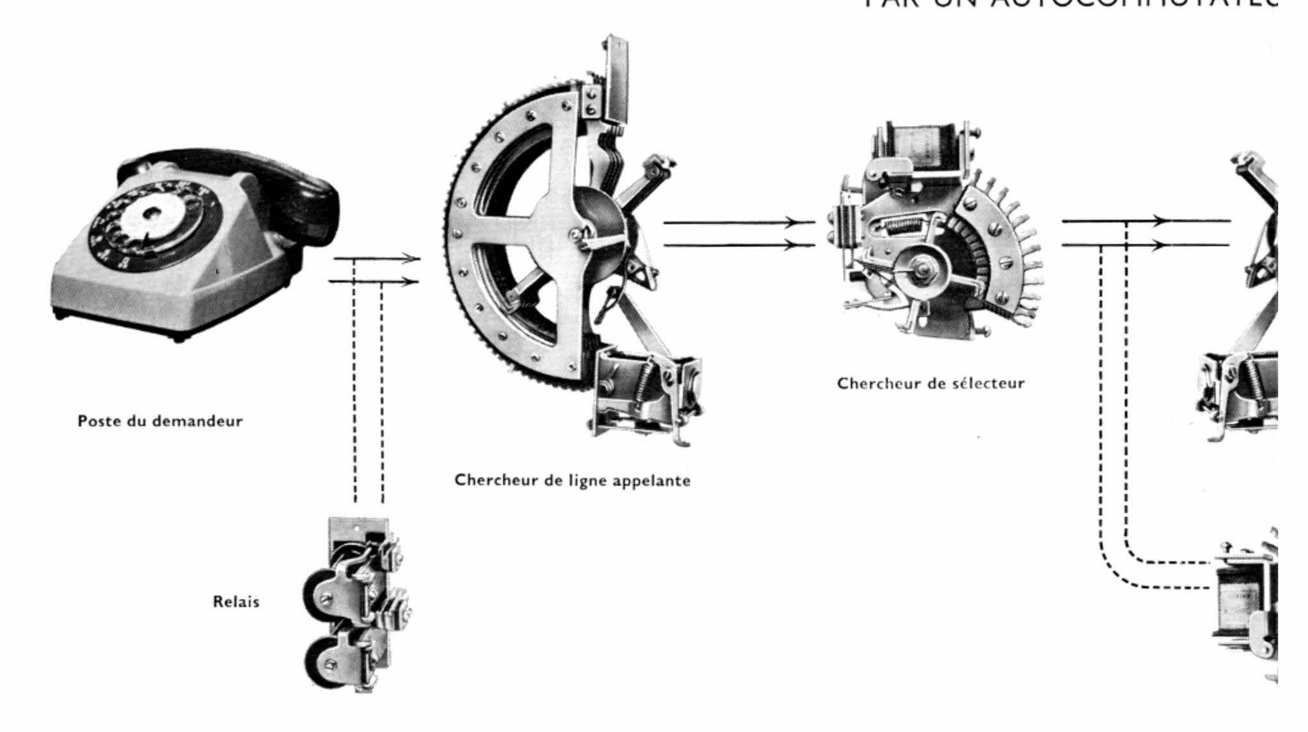
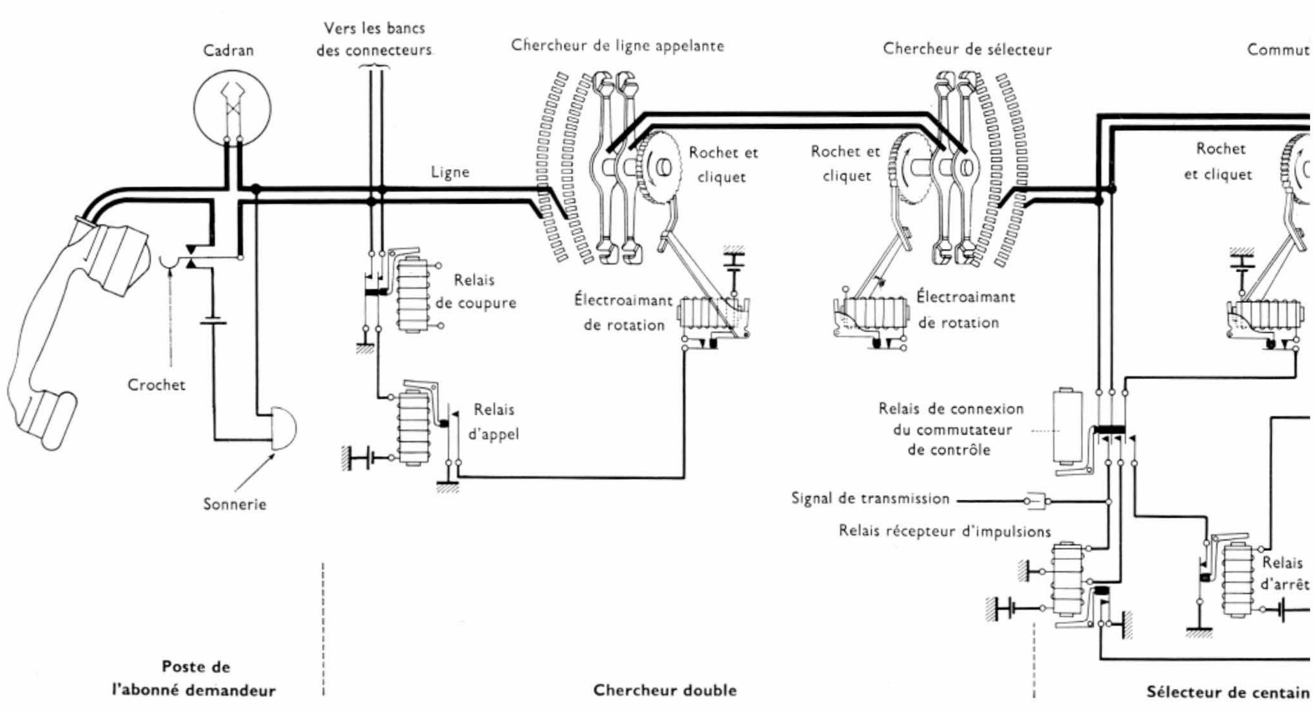


Fig. VIII-8 — Marquage du connecteur par son orienteur

SCHÉMA GÉNÉRAL DE L'ÉTABLISSEMENT I
PAR UN AUTOCOMMUTATEU

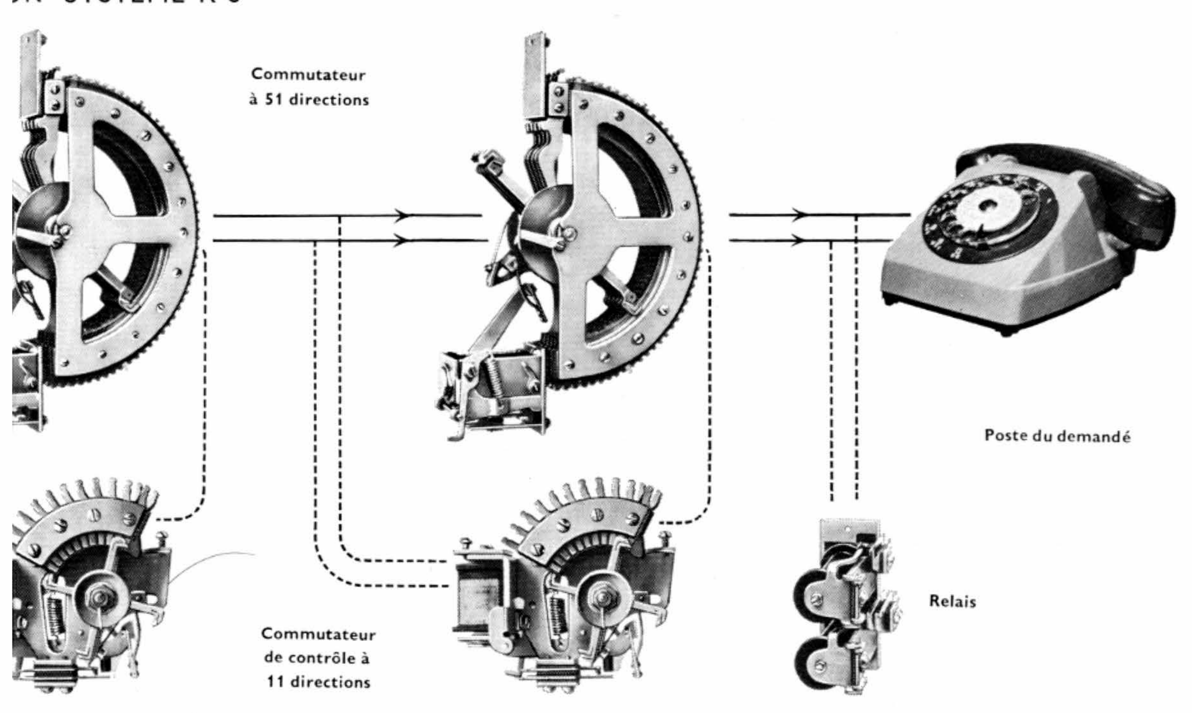


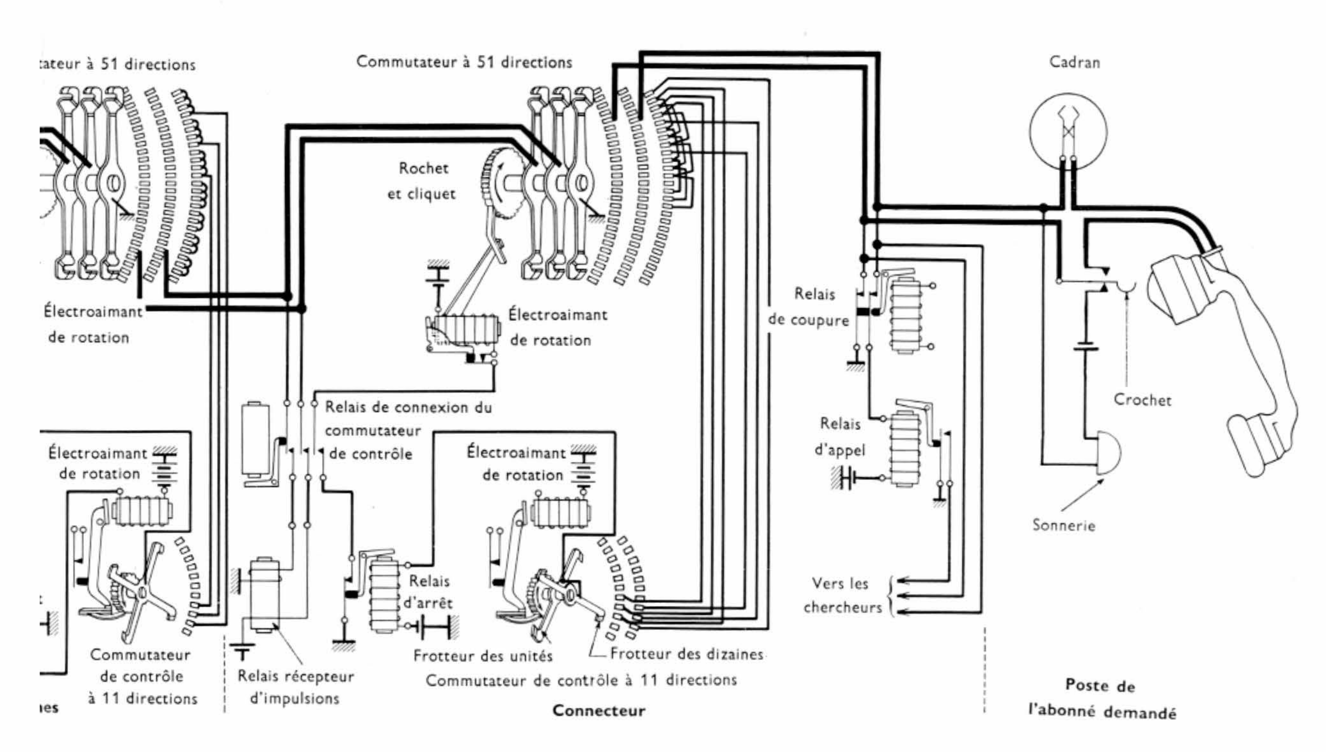


Photos : C.N.E.T.

D'UNE COMMUNICATION TÉLÉPHONIQUE

JR SYSTÈME R 6





alors l'ouverture du contact de repos r_1 suivie de la retombée des contacts du relais F par suite de la coupure de son circuit d'alimentation. Aussitôt, R_1 n'est plus excité et le commutateur correspondant avance d'un pas. L'impulsion est enregistrée.

Le même processus est répété à chaque impulsion et, à la fin du train d'impulsions, la position du commutateur rotatif commandé par R_1 correspond au chiffre reçu.

2.5.2. Rôle du relais *E* de commutation. — Il permet d'obtenir la séparation des chiffres du numéro du demandé. Il est placé en position de travail dès la première impulsion (à travers f_3, c'est-à-dire dès que F est excité). Le courant qui passe par e_1 est sans effet lorsque D et F sont au repos (entre deux impulsions ou en dehors de l'envoi), mais le circuit que ce contact ferme permet de retarder l'ouverture du relais pendant un temps supérieur à 66 ms (temps qui sépare deux impulsions). Le relais E reste donc en position de travail pendant la durée d'un train d'impulsions; sa retombée ne peut se produire qu'à la fin de celui-ci, c'est-à-dire après l'émission d'un chiffre.

Lorsque le relais E n'est plus excité, le séquentiel avance d'un pas pour que le chiffre suivant soit enregistré sur un commutatif rotatif décimal différent.

2.6. Mise en place du connecteur. — Les différents sélecteurs sont mis en place par des orienteurs. On va examiner ici le principe de mise en place du connecteur, dernier étage de sélection. C'est un commutateur rotatif à 100 points (51 points dédoublés). Les abonnés sont répartis sur les broches, comme l'indique la figure VIII-8. La mise en place est réalisée en deux temps: d'abord les balais du connecteur sont orientés sur le premier azimut de la dizaine, à laquelle appartient le demandé; ensuite, sur la ligne demandée en fonction du chiffre d'unité.

Exemple : Obtention de l'abonné 52. — L'orienteur reçoit cinq impulsions de l'enregistreur (chiffre 5) et le commutateur rotatif correspondant avance de cinq pas: une liaison électrique est établie entre le plot numéro 5 et la couronne à relier au relais d'arrêt 4 (broches représentées horizontalement pour la clarté du schéma). L'électroaimant du connecteur est alors alimenté et ses balais progressent. Lorsque le balai de contrôle arrive sur l'abonné 0 de la dizaine 5, le relais d'arrêt 4 est alimenté à l'aide du fil de contrôle et la progression est arrêtée. L'orienteur commande alors le commutateur pour qu'il vienne sur les plots de repos de la couronne *b*. Il reçoit ensuite deux impulsions de l'enregistreur (chiffre 2 des unités) et le commutateur vient sur le plot 2 de la couronne *b*. Une nouvelle fois, l'électroaimant du connecteur est commandé et, cette fois, il est arrêté sur l'abonné 2 de la dizaine 5 (par l'intermédiaire d'un fil de contrôle « unité »).

Le connecteur étant en place, l'orienteur exécute le test de la ligne de l'abonné, transmet à l'alimenteur le résultat et se libère.

3. PENTACONTA

Les réseaux de connexions à commutateurs rotatifs nécessitent un entretien qui devient rapidement très onéreux (usure rapide des balais sur les broches). On leur a vite préféré un autre système de commutateurs, dont les mouvements sont de faible amplitude et dont la mise en place est beaucoup plus rapide: les commutateurs crossbar (ou à barres croisées).

Ils sont utilisés dans le système Pentaconta, qui est un système à commande par enregistreur comportant des étages nettement différenciés pour la sélection de lignes d'abonnés et pour la sélection de groupes. Les réseaux de connexions de ces étages comportent des commutateurs crossbar.

Dans un autocommutateur Pentaconta, on distingue deux catégories d'éléments nettement séparés: le réseau de connexions et les organes de commande (fig. VIII-9). La transmission des informations, nécessaires à la mise en place du réseau de connexions, est réalisée par des voies de marquage, appelées *faisceaux connecteurs*. Ces voies permettent une transmission rapide des informations en codes numériques autocontrôlables.

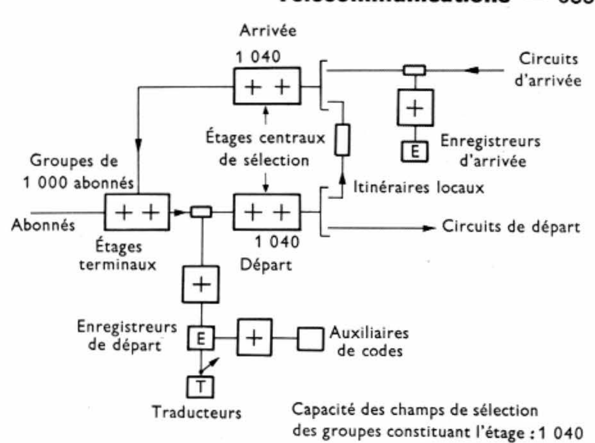


Fig. VIII-9 — Organisation générale d'un autocommutateur urbain Pentaconta

3.1. Multisélecteur. — Le principe général du multisélecteur crossbar a déjà été étudié (V. chap. 7). On va préciser ici les capacités du multisélecteur Pentaconta.

Chaque sélecteur (fig. VIII-10) du multisélecteur permet de connecter une ligne entrante, reliée aux barres de contacts verticales:

— soit à une ligne sortante parmi vingt-huit (nombre maximal de fils par ligne: 10);

— soit à une ligne sortante parmi cinquante-deux, si l'on utilise le dédoublement (nombre maximal de fils par ligne: cinq).

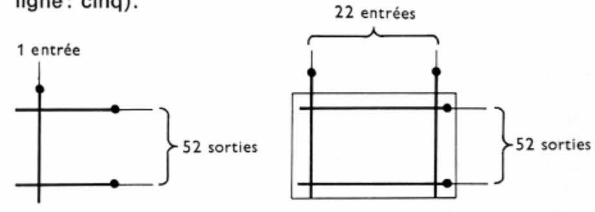


Fig. VIII-10 — Représentation schématique d'un sélecteur

Un multisélecteur Pentaconta peut comporter vingt-deux sélecteurs au maximum. Les sorties homologues des vingt-deux sélecteurs peuvent être multipliées horizontalement, ce qui donne un ensemble à vingt-deux entrées et cinquante-deux sorties.

3.2. Organisation d'un système à mailles à deux étages. — La figure VIII-11 donne le diagramme d'organisation d'un système à mailles à deux étages dans le système Pentaconta. L'étage primaire comprend k multisélecteurs, chacun à n entrées et à m sorties. L'étage secondaire est constitué de m multisélecteurs à k entrées et à h sorties.

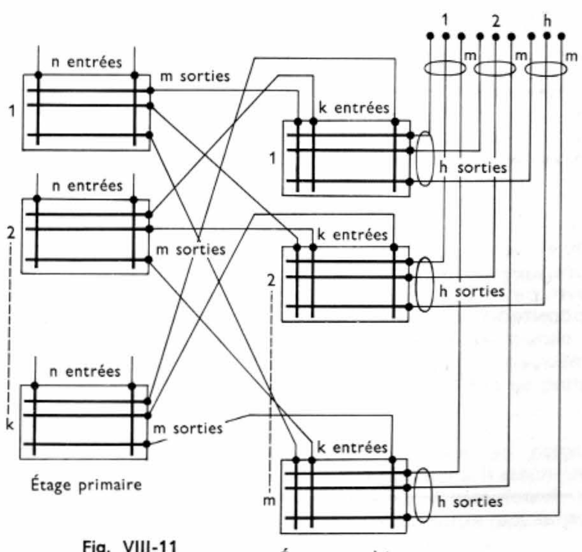


Fig. VIII-11

Chaque sortie de l'étage primaire est reliée à une entrée de l'étage secondaire, la liaison constitue une maille. Ces liaisons sont distribuées de telle sorte que chaque multisélecteur de l'étage primaire ait une maille qui le relie à chacun des multisélecteurs de l'étage secondaire. Sur les sorties de l'étage secondaire sont raccordées *h* directions sortantes, comprenant chacune *m* jonctions (une par multisélecteur secondaire). Ainsi, à partir d'une entrée quelconque de l'étage primaire, il est possible d'atteindre une sortie quelconque de l'étage secondaire.

On pourrait dire que ce système à mailles équivaut à un commutateur crossbar unique qui aurait *nk* entrées et *nm* sorties. En réalité, ce n'est pas exact: dans un multisélecteur, on peut relier une entrée à une sortie quelconque si elle est libre, alors que dans un système à mailles, une sortie et une entrée peuvent être libres, même si la maille qui les relie est occupée. Dans ce cas, on dit qu'il y a *blocage interne*.

Pour atténuer l'effet de blocage interne, on pratique une entraide entre les différentes sections primaires (fig. VIII-12). Un appel entrant peut être aiguillé sur une sortie spéciale de la section primaire dans laquelle il est engagé. Cette sortie donne accès à des mailles d'entraide reliées à des sélecteurs d'entraide, qui sont répartis dans toutes les autres sections primaires.

La maille d'entraide sélectionnée est celle qui donne accès à une section secondaire permettant d'atteindre la sortie désirée. Ce système diminue le nombre de blocages internes et augmente le trafic d'un élément de sélection.

Lorsque de chaque section primaire part une seule maille vers chaque section secondaire, on dit que l'on a un *système à mailles parfait*. Au contraire, si de chaque section primaire sont issues plusieurs mailles vers chaque section secondaire, on dit que l'on a un *système à mailles imparfait*. Ce sont ces derniers systèmes qui sont utilisés dans un autocommutateur Pentaconta. Le nombre de mailles entre chaque section primaire et chaque section secondaire est égal à deux ou est un multiple de deux.

Un autocommutateur est constitué par un certain nombre de systèmes à mailles à deux étages ou *éléments de sélection*. Certains servent directement au raccordement des lignes d'abonnés (*éléments de sélection de lignes*) et d'autres assurent l'écoulement du trafic dans la partie centrale (*éléments de sélection de groupe*).

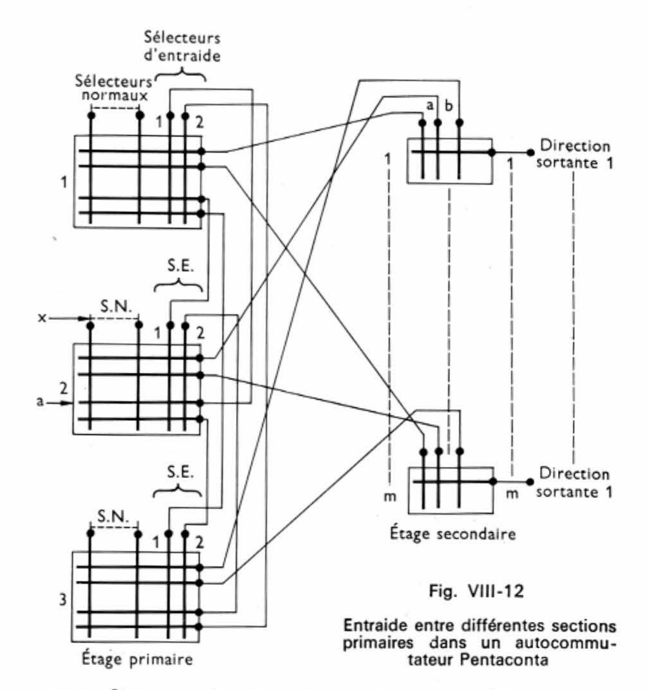


Fig. VIII-12

Entraide entre différentes sections primaires dans un autocommutateur Pentaconta

3.3. Élément de sélection de lignes.

— Chaque ligne d'abonné d'un autocommutateur Pentaconta est raccordée à un élément de sélection de ligne (fig. VIII-13) qui assure à la fois les opérations de présélection (communication de départ) et les dernières opérations de sélection (communication d'arrivée).

Les lignes d'abonnés sont raccordées sur les sorties des sections secondaires (fig. VIII-14). Les jonctions qui écoulent le trafic de départ, appelées *chercheurs d'appel*, et celles qui écoulent le trafic d'arrivée, appelées *sélecteurs de cinquantaine*, sont raccordées sur les verticales des sections primaires.

En général, chaque section primaire comporte dix chercheurs d'appel, dix sélecteurs de cinquantaine et deux sélecteurs d'entraide, soit vingt-deux verticales à cinquante-deux sorties. Quarante sorties sont réservées pour l'accès

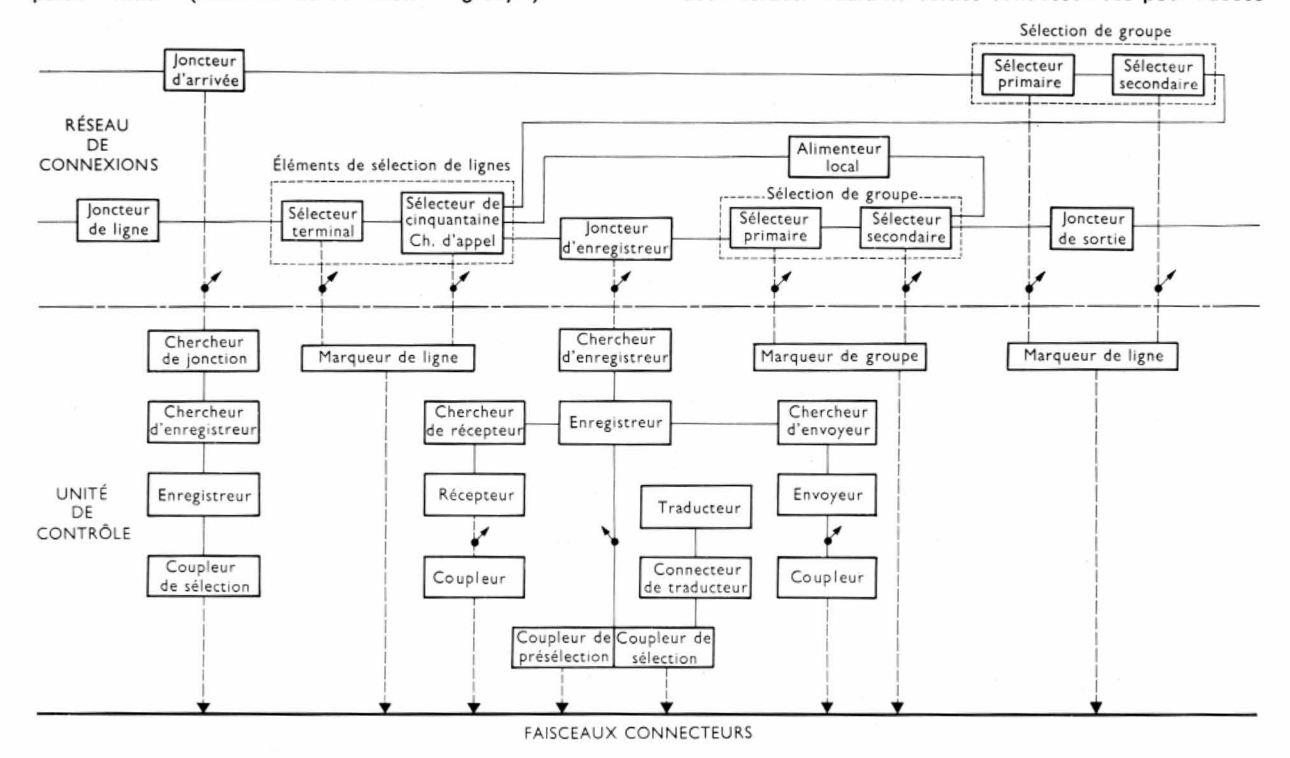


Fig. VIII-13 — Diagramme d'un autocommutateur urbain Pentaconta

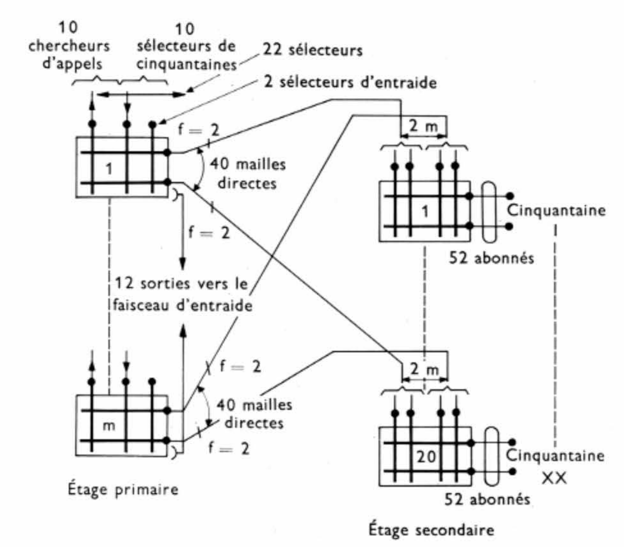


Fig. VIII-14 — Représentation simplifiée de l'élément de sélection de lignes Pentaconta

aux mailles vers les sections secondaires et douze pour l'entraide. Chaque section primaire disposant de deux mailles vers chaque section secondaire, un élément de sélection de ligne a vingt sections secondaires. Le nombre de sorties par section secondaire étant de cinquante-deux, un élément de sélection de ligne peut donc desservir mille quarante lignes d'abonnés. Mille lignes sont numérotées, tandis que les quarante autres, hors numérotation, sont réservées pour les groupements obtenus à partir d'un même numéro (appelés PBX) ou pour les lignes spécialisées départ (sans numéro).

Chaque section primaire ayant accès par deux mailles à chaque section secondaire, le nombre des sélecteurs secondaires (ou sélecteurs terminaux), par section secondaire (ou terminal), est le double du nombre des sections primaires. Chaque élément de sélection de ligne est commandé par deux organes identiques, appelés *marqueurs*.

3.4. Élément de sélection de groupe (fig. VIII-15). — Dans l'élément à deux étages, une section primaire est constituée par deux multisélecteurs de vingt-deux sélecteurs, ayant un multiplage horizontal unique; ainsi, il y a quarante-quatre sélecteurs répartis en quarante et un sélecteurs primaires et trois sélecteurs d'entraide.

Les cinquante-deux sorties de la section primaire sont utilisées à raison de quarante pour l'accès aux mailles vers les sections secondaires et de douze pour l'accès aux mailles d'entraide. Comme de chaque section primaire

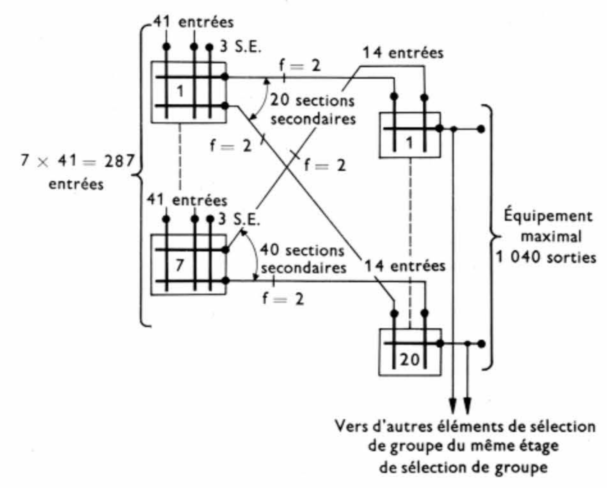


Fig. VIII-15 — Représentation simplifiée de l'organisation de l'élément de sélection de groupe Pentaconta

partent deux mailles vers chaque section secondaire, un élément de sélection de groupe est formé de vingt sections secondaires.

Chaque section secondaire comportant cinquante-deux sorties, un élément de sélection de groupe permet de disposer de mille quarante sorties qui peuvent être réparties en cent groupes. L'élément de sélection de groupe est commandé par deux marqueurs.

Lorsque le nombre d'organes à raccorder est supérieur au nombre d'entrées disponibles sur un élément de sélection de groupe, deux ou plusieurs éléments peuvent être montés en parallèle pour constituer un étage de sélection de groupe mais, tous les éléments de sélection de groupe constituant l'étage ont accès aux mêmes mille quarante sorties. Si le nombre total de jonctions est légèrement supérieur à ce nombre, on peut faire une répartition uniforme entre les différents éléments. Si le nombre de jonctions est très supérieur à mille quarante ou si le nombre de directions à desservir est supérieur à cent, on monte deux étages de sélection de groupe en série. Actuellement, on réalise des éléments de sélection de groupe à deux mille quatre-vingts sorties.

3.5. Unité de contrôle. — L'organe essentiel de l'unité de contrôle est l'*enregistreur*. Il est associé à un certain nombre d'auxiliaires.

3.5.1. Enregistreur. — Cet organe reçoit les impulsions correspondant au numéro de l'abonné demandé et il commande les sélections internes et sortantes. Il peut traiter des appels en provenance d'abonnés (qui possèdent des postes à cadran ou des postes à clavier), ou de circuits d'arrivée, ou de lignes d'appel d'opératrices. Une information, indiquant la catégorie de la ligne appelante, est fournie au début de chaque appel.

3.5.2. Récepteur. — L'enregistreur ne peut traiter directement que la numérotation décimale émise par un cadran d'appel. Pour enregistrer les informations correspondant à d'autres codes (émises à partir de claviers multifréquences, de circuits en code multifréquences ou autre), il est fait appel à des récepteurs spécialisés dès la réception de la catégorie d'appel.

3.5.3. Envoyeur. — Il sert à la conversion des informations venant de l'enregistreur et à leur émission en ligne, selon un code approprié au type de circuit. Comme le récepteur, il est spécialisé, soit pour le code décimal, soit pour le code multifréquences.

3.5.4. Traducteur. — Comme dans tous les autres systèmes, c'est la mémoire de l'autocommutateur. Il indique :

— la sélection de groupe à effectuer;
— le nombre de chiffres à renvoyer, dans le cas d'une communication sortante;
— le palier de taxe.

Ces informations sont transmises directement :

1° Au marqueur de la sélection de groupe.
2° À l'enregistreur (nombre de chiffres à renvoyer).
3° À l'envoyeur (chiffres traduits à renvoyer).
4° Au taxeur (palier de taxe).

3.5.5. Coupleur. — Les coupleurs sont les organes utilisés pour réaliser les liaisons avec les voies des faisceaux connecteurs (V. ci-après). Une information, en provenance de l'enregistreur, permet au coupleur de sélection de trouver dans quel faisceau connecteur est placée la voie désirée. De plus, il reçoit de l'organe actif une deuxième information indiquant la voie sur laquelle il doit se porter pour le retrouver.

3.5.6. Faisceau connecteur. — C'est un organe passif qui permet de véhiculer les informations. Il assure une liaison provisoire entre deux organes. Il est formé de quinze à vingt fils, ce qui permet de transmettre rapidement les informations.

3.6. Circuits type Pentaconta

3.6.1. Recherche d'une ligne parmi cinquante-deux (fig. VIII-16). — Les treize premières barres horizontales sont des barres de niveau, la quatorzième est la barre de dédoublement.

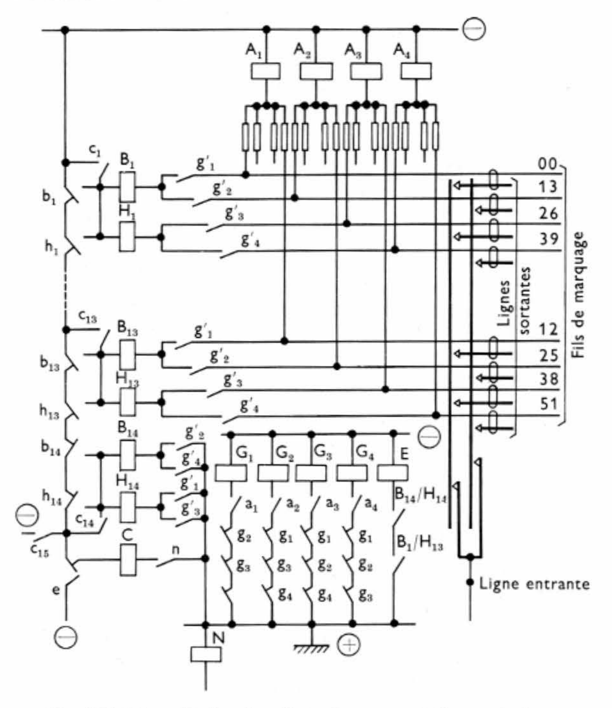


Fig. VIII-16 — Recherche d'une ligne parmi cinquante-deux

Les cinquante-deux lignes sont groupées en treizaines; chaque treizaine est constituée par les lignes commutées par une position haute ou basse de la barre de dédoublement et par une position haute ou basse des barres de niveau.

À chaque treizaine est affecté un relais pilote A (A_1, A_2, A_3, . . .), auquel sont reliés, à travers une résistance de découplage, les treize fils de marquage des lignes qu'il pilote.

À chaque relais A est associé un auxiliaire G (G_1, G_2, G_3, . . .), placé sous le contrôle des contacts de coupure de ses homologues (par exemple, sur la figure VIII-16, G_1 est en série avec les contacts g_2, g_3 et g_4). Grâce à cette disposition, il n'est pas possible de trouver deux relais G en position de travail, et une treizaine est ainsi automatiquement choisie.

Fonctionnement. — Dès qu'une ligne est appelante, son fil de marquage est placé sous tension et le relais de treizaine A correspondant est excité. Ce relais entraîne son auxiliaire G. La suite des opérations démarre lorsque le relais N est alimenté par le marqueur. Le contact n permet de mettre sous tension le relais C (après vérification que toutes les barres horizontales sont au repos) : tous les relais des barres horizontales (B_1 à H_{14}) sont alors reliés à la ligne négative de l'alimentation. Les électroaimants des lignes en appel sont excités (il peut y avoir plusieurs lignes en appel dans la même treizaine) ; ceux qui sont en position de travail produisent la fermeture du circuit comprenant le relais E. Le contact e se ferme et C n'est plus alimenté (e est un contact mêlé). Les relais des barres ne pouvant être alimentés qu'à travers leur contact-repos (b_1 pour B_1, h_1 pour H_1, etc.), il ne peut donc rester qu'un relais de barre horizontale et qu'un relais de barre de dédoublement en position de travail.

La commande de la barre verticale est réalisée à partir de l'enregistreur. Dès que la barre verticale est en position de travail, tous les organes sont rendus disponibles.

3.6.2. Principe du choix d'un organe appelant, parmi plusieurs, avec priorité fixe (fig. VIII-17). — À chaque organe est affecté un relais A (A_0, A_1, A_2, etc., l'indice

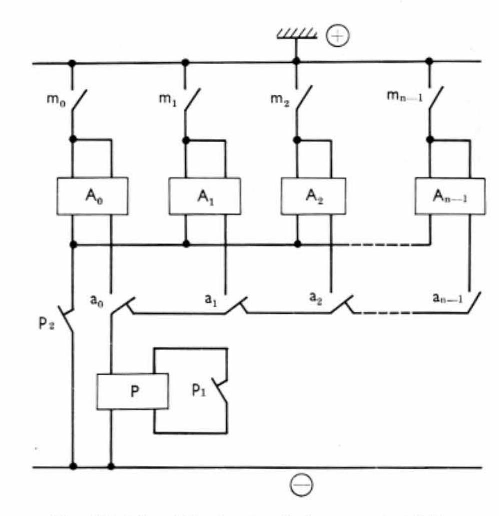


Fig. VIII-17 — Principe de choix avec priorité fixe

indiquant le rang de l'organe) ; ce relais comporte deux enroulements. Lorsqu'un organe est appelant, il se produit la fermeture d'un contact m. Par exemple, si c'est le contact m_2, le relais A_2 est aussitôt excité, car le courant passe à travers m_2, l'un des enroulements de A_2 et p_2. La fermeture de a_2 se produit alors et le relais P est également excité. L'enclenchement de P est suivi de l'ouverture des contacts-repos p_1 et p_2, avec un léger retard il est vrai (l'un de ses enroulements est en court-circuit) pour permettre un fonctionnement de A_2. Les relais A_2 et P restent en position de travail, car ils sont alimentés à travers a_2 et les contacts-repos a_1 et a_0. Donc, si plusieurs organes se portent simultanément appelant, seul celui dont le relais d'appel a le plus faible indice reste connecté. On dit qu'on a réalisé un choix avec priorité fixe.

3.6.3. Principe du choix d'un organe avec priorité variable (fig. VIII-18). — Avec un dispositif à priorité fixe, ce sont toujours les mêmes organes qui sont utilisés si le trafic est faible. Il est évidemment préférable que le trafic soit réparti pour obtenir une usure uniforme du matériel. Pour ce faire, un distributeur de priorité est employé pour appliquer le potentiel positif, nécessaire au maintien des relais d'appel, successivement derrière chacun des organes.

L'organe essentiel du distributeur de priorité est un compteur magnétique qui comporte un noyau sur lequel sont bobinés deux enroulements montés en sens opposés (montage différentiel). Ces enroulements commandent dix armatures; l'attraction de l'une d'elles ne nécessite que le

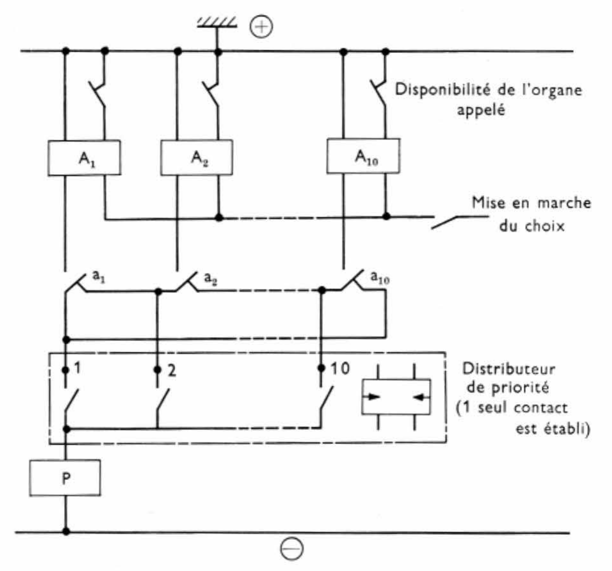
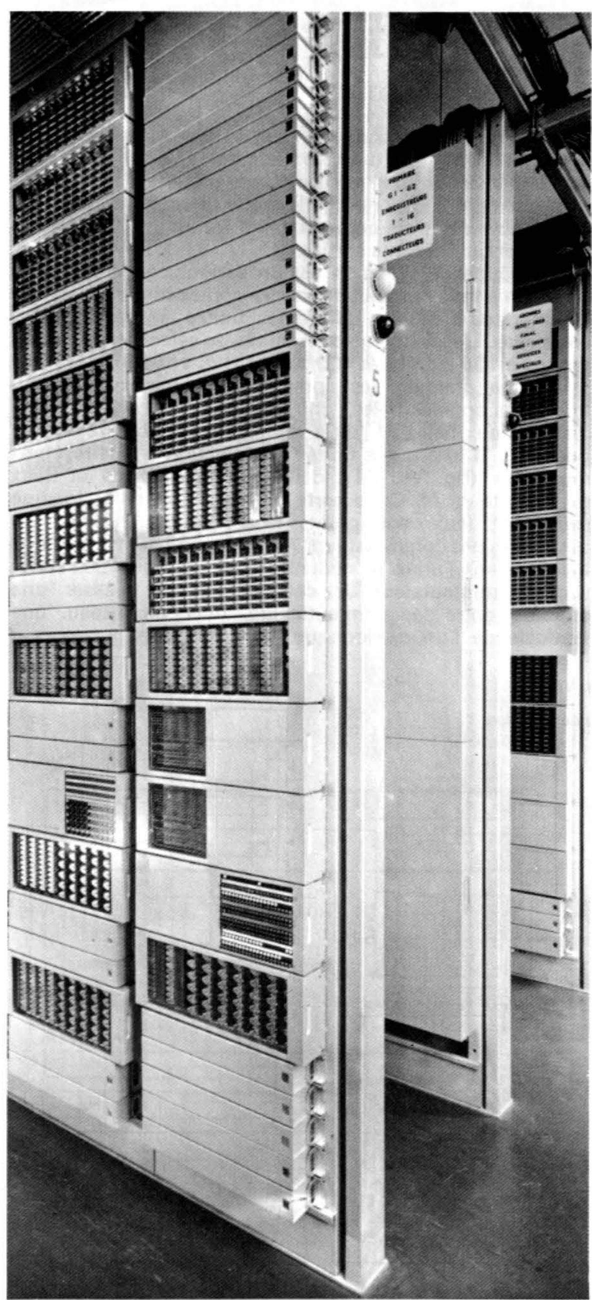


Fig. VIII-18 — Principe simplifié du choix d'un organe avec priorité variable

passage d'une impulsion dans l'enroulement principal. Lorsque toutes les armatures ont été attirées, une impulsion est envoyée dans le second enroulement pour ramener l'ensemble au repos. Chaque armature ferme un contact et ouvre celui qui a été fermé par l'armature qui a été attirée avant elle : il n'y a donc toujours qu'un contact établi parmi les dix possibles.

3.7. Le code 2 parmi 5. — La transmission des informations numériques entre les divers organes de l'autocommutateur est réalisée au moyen d'un marquage.

Avec les codes utilisés, la transmission d'une information nécessite deux fils. Comme au moyen de n fils, on peut envoyer $\frac{n(n-1)}{2}$ informations différentes, et que dans la plupart des cas, dix ou quinze informations différentes suffisent, on réserve, soit cinq, soit six fils pour cette opération (d'où les codes 2 parmi 5 ou 2 parmi 6). Conventionnellement, on a affecté les poids 0, 1, 2, 4, 7, 11 aux six fils de transmission.



Central automatique CP 400 *(Ericsson)*

Le principe du code 2 parmi 5 est indiqué dans les tableaux suivants. À chacun des cinq relais nécessaires (fig. VIII-19), sont affectés un rang et un poids. Les différents chiffres de la numérotation sont ensuite représentés par des combinaisons correspondant à l'excitation de deux relais.

Fig. VIII-19

Il faut que deux relais et seulement deux soient excités pour que le relais de vérification soit alimenté

Relais	Rang	Poids
A	0	0
B	1	1
C	2	2
D	3	4
E	4	7

Chiffre	Combinaison	Rang du 1er + poids du 2e	Total
1	*A* + *B*	0 + 1	1
2	*A* + *C*	0 + 2	2
3	*B* + *C*	1 + 2	3
4	*A* + *D*	0 + 4	4
5	*B* + *D*	1 + 4	5
6	*C* + *D*	2 + 4	6
7	*A* + *E*	0 + 7	7
8	*B* + *C*	1 + 7	8
9	*C* + *E*	2 + 7	9
0	*D* + *E*	3 + 7	10

Le principal avantage d'un tel code est de permettre une vérification automatique de l'information qui arrive. Cela revient à ne contrôler que deux relais de réception et seulement deux qui ont fonctionné.

La vérification est réalisée au moyen d'une chaîne de contacts (fig. VIII-20).

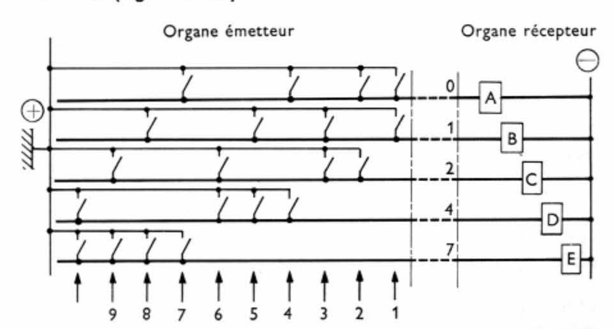


Fig. VIII-20

4. AUTOCOMMUTATEUR CP 400 (V. fig. VIII-21)

L'organe de base des autocommutateurs CP 400 est également un commutateur crossbar d'une capacité fixe : il compte dix barres verticales et six barres horizontales.

Il est utilisé de quatre façons différentes :

— sans dédoublement et avec multiplage horizontal : dix entrées — douze sorties ;

— sans dédoublement et sans multiplage horizontal : dix entrées — cent vingt sorties ;

— avec dédoublement et avec multiplage horizontal : dix entrées, vingt sorties ;

— avec dédoublement et sans multiplage horizontal : dix entrées — deux cents sorties.

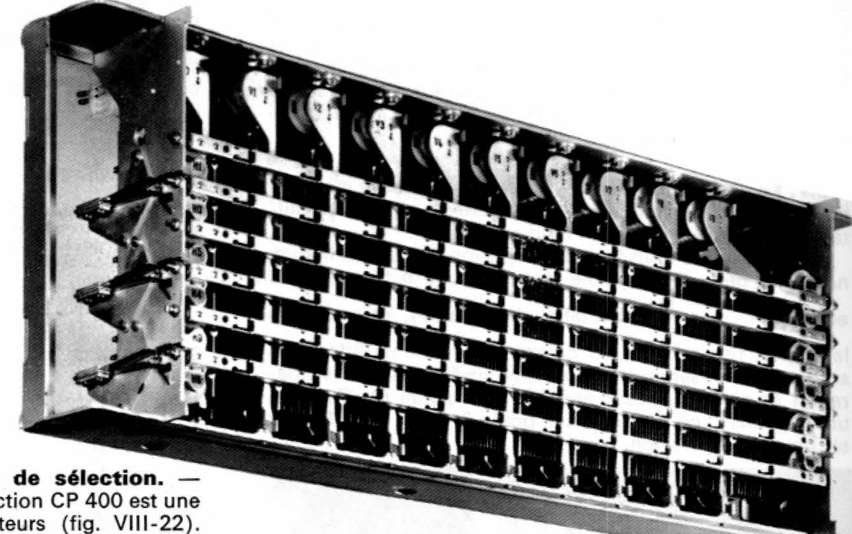


Fig. VIII-21

Autocommutateur crossbar CP 400 (*C.N.E.T.*)

4.1. Organisation des groupes de sélection. — L'élément de base des groupes de sélection CP 400 est une *unité de sélection* à trois commutateurs (fig. VIII-22).

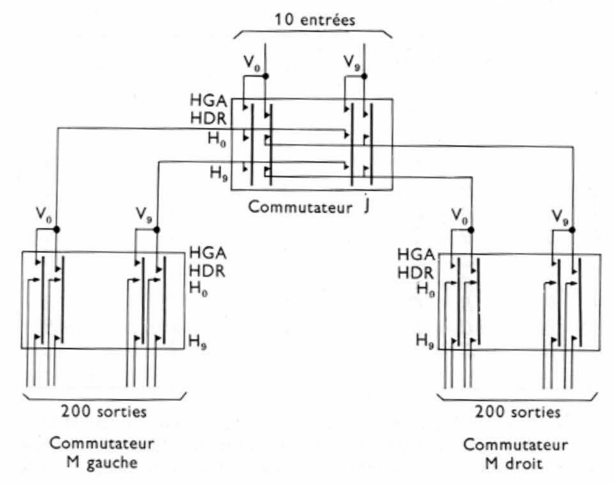


Fig. VIII-22 — Unité de sélection ; HGA : horizontale de dédoublement gauche ; HDR : horizontale de dédoublement droit ; H_0,... H_9 : barres horizontales

200 sorties
10 entrées
Unité 1
Unité 2
Unité n
Baie M gauche
Baie J
Baie M droite

Cette unité est composée d'un commutateur *J* à dix entrées et vingt sorties et de deux commutateurs *M* (*M* droit et *M* gauche) à dix entrées et deux cents sorties. Une entrée *J* peut atteindre n'importe quelle sortie des commutateurs *M*. L'ensemble des trois commutateurs forme une unité à dix entrées et quatre cents sorties.

Un groupe de sélection est un assemblage d'unités de sélection à trois commutateurs ; les sorties homologues des commutateurs *M* des différentes unités sont multiplées entre elles. L'assemblage de *n* unités de sélection donne un groupe à 10*n* entrées et 400 sorties (fig. VIII-23).

Dans la pratique, les commutateurs sont montés sur trois bâtis appelés baies : une baie pour les commutateurs *J* entre deux baies *M* (dites droites ou gauches selon leur position). Il existe des unités de sélection à quatre commutateurs (fig. VIII-24), deux commutateurs *J* et deux commutateurs *M*. Cette sorte d'unité est installée lorsque seulement deux cents points de sorties sont désirés. Les dix mailles des commutateurs *J* (qui desservaient la seconde baie *M* dans l'unité précédente) sont ici renvoyées sur le second commutateur *J* ; cela permet de réaliser une entraide entre les commutateurs. Avec ce réseau, une verticale de l'un quelconque des deux commutateurs *J*

Fig. VIII-23

Groupe de sélection

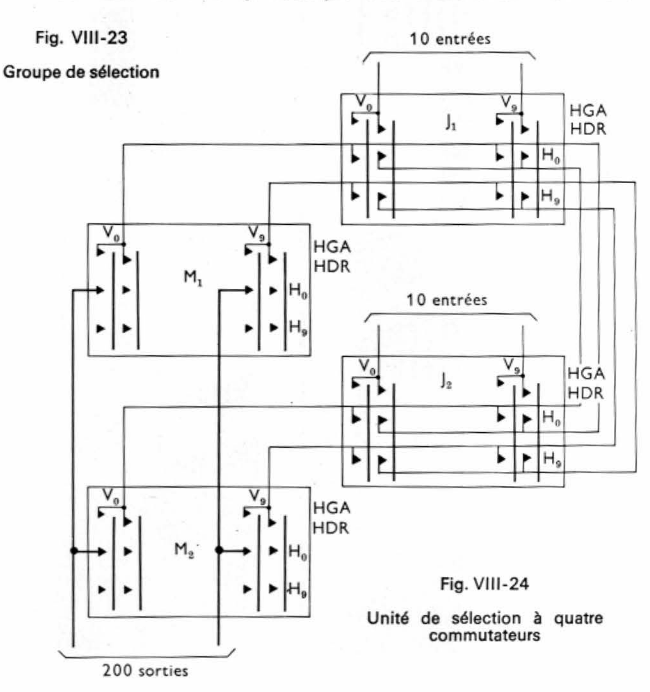


Fig. VIII-24

Unité de sélection à quatre commutateurs

peut être atteinte par une sortie quelconque des deux commutateurs *M*. Cette unité comporte vingt entrées et deux cents sorties desservies par vingt mailles. Ainsi, les risques de blocage interne sont diminués et, par conséquent, les possibilités d'écoulement de trafic augmentées.

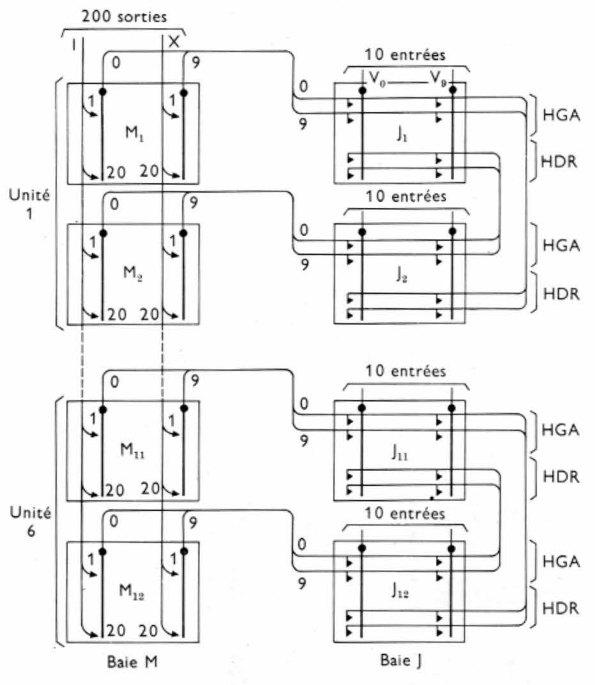


Fig. VIII-25 — Groupe de sélection à deux baies

Ces unités sont assemblées pour former un groupe. Les sorties homologues des commutateurs *M* étant multiplées, on obtient un groupe de vingt fois *n* entrées et deux cents sorties avec *n* unités semblables (fig. VIII-25).

4.2. Étage d'abonnés (fig. VIII-26). — L'étage d'abonnés est constitué par un groupe CP 400 à trois baies, dont les quatre cents sorties horizontales reçoivent chacune une

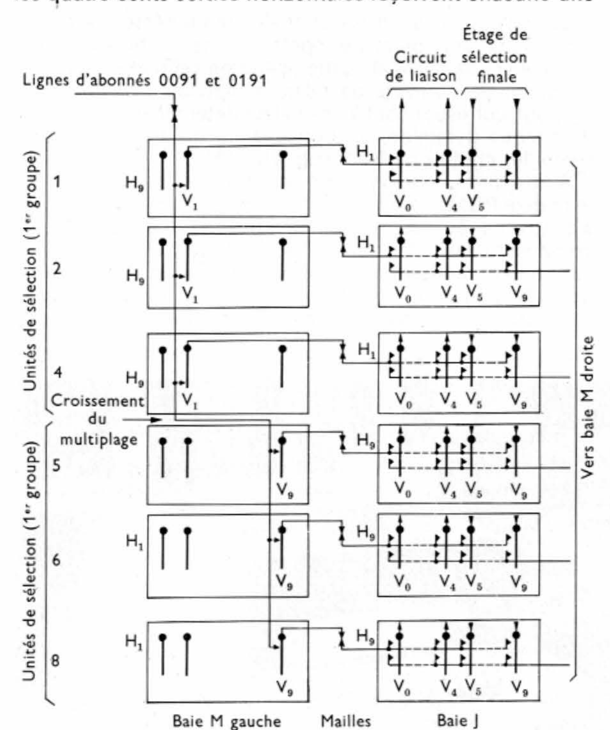


Fig. VIII-26 — Étage d'abonnés CP 400

ligne d'abonnés. Chaque groupe écoule le trafic départ et arrivée des quatre cents lignes qu'il dessert. Le nombre d'unités de sélection, montées sur chaque groupe, dépend de la valeur du trafic moyen par ligne, à l'heure la plus chargée de la journée. Le commutateur *J* d'une unité de sélection comprend cinq verticales spécialisées pour l'écoulement du trafic départ et cinq verticales spécialisées pour l'écoulement du trafic d'arrivée.

Les unités de sélection sont divisées en deux groupes, dans lesquels les lignes d'abonnés ne sont pas réparties de la même façon sur les commutateurs *M*. Dans le premier groupe, le point de connexion d'une ligne est tel que l'indice de la verticale est égal au chiffre des unités et l'indice de l'horizontale est égal au chiffre des dizaines; la parité de la centaine donne la position de la barre de dédoublement. Dans le second groupe, la répartition est inverse.

Ce procédé de raccordement, appelé *transposition des lignes*, permet d'améliorer les conditions d'écoulement du trafic, du fait qu'une ligne déterminée n'est pas associée aux mêmes lignes sur les verticales des commutateurs *M* du premier et du second groupe.

4.3. Étages et groupes spéciaux

4.3.1. Groupe de chercheurs d'enregistreurs (fig. VIII-27). — Un groupe de chercheurs d'enregistreurs est constitué de cinq ou six commutateurs CP 400 à dix entrées

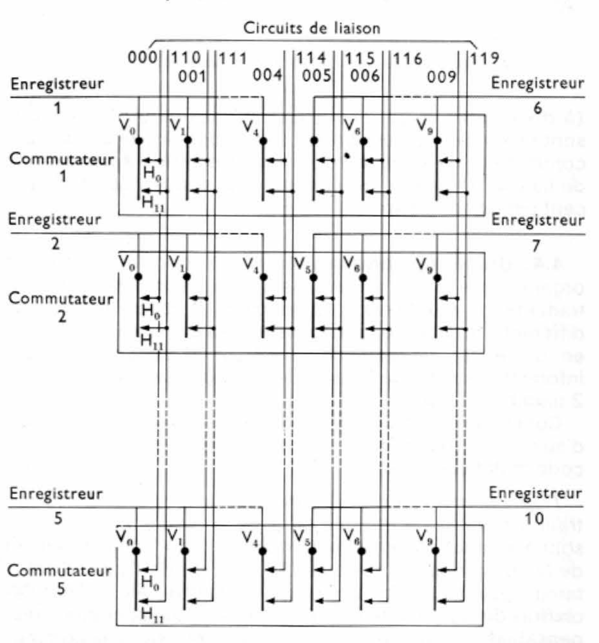


Fig. VIII-27 — Groupe de chercheurs d'enregistreurs (CP 400 type Angoulême). Les cinq commutateurs sont équipés d'enregistreurs individuels : ainsi deux groupes de soixante circuits de liaison sont desservis par cinq enregistreurs chacun

et cent vingt sorties. Les sorties homologues de commutateurs étant multiplées, on obtient ainsi un ensemble de cinquante ou soixante entrées et cent vingt sorties.

Chaque commutateur est divisé en deux parties : soixante entrées desservies par les verticales V_0 à V_4 et soixante entrées desservies par les verticales V_5 à V_9. Sur chaque commutateur, on peut relier, soit un enregistreur (enregistreur commun), soit deux enregistreurs (enregistreur individuel). Un enregistreur commun étant relié aux dix verticales d'un commutateur a accès aux cent vingt sorties. Un enregistreur individuel n'étant relié qu'à cinq verticales (soit V_0 à V_4, soit V_4 à V_9) n'a accès qu'à soixante sorties. Sur les sorties des chercheurs d'enregistreurs sont reliés des circuits de liaison.

4.3.2. Étage des circuits d'arrivée (fig. VIII-28). — Dans plusieurs types d'autocommutateurs CP 400, on utilise un étage pour concentrer légèrement le trafic en provenance des circuits d'arrivée et surtout pour brasser le trafic des ces circuits sur plusieurs groupes d'enregistreurs. Cet étage est constitué par des baies à dix commutateurs

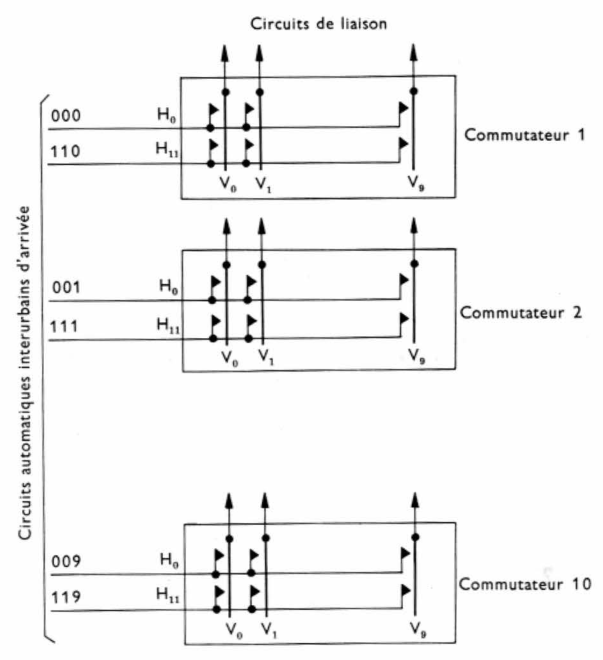


Fig. VIII-28 — Étage des circuits d'arrivée

(à dix entrées et douze sorties) au maximum. Les circuits sont raccordés sur les sorties : il y a donc douze circuits par commutateur accédant à dix verticales reliées à des circuits de liaison. Une baie reçoit cent vingt circuits desservis par cent circuits de liaison.

4.4. Unité de commande. — On retrouve les mêmes organes que dans le système Pentaconta : enregistreurs, traducteurs, auxiliaires. Les principes et la réalisation sont différents, mais les fonctions restent les mêmes. Pour la mise en place des groupes de sélection, la transmission des informations est faite à l'aide de voies de marquage en code 2 parmi 5 ou 2 parmi 6.

Comme en Pentaconta, l'unité de commande est équipée d'auxiliaires permettant d'exploiter des informations en code multifréquences.

Traducteur à tores. — Le traducteur reçoit de l'enregistreur les chiffres à traduire et, à partir de ces informations, sont élaborées celles qui sont nécessaires à l'acheminement de la conversation (sélection à l'intérieur de l'autocommutateur, palier de taxe, chiffres à réémettre, etc.). Tous les chiffres du numéro de l'abonné demandé ne sont pas indispensables pour déterminer cet acheminement. Si la communication est nationale. l'enregistreur a reçu le préfixe 16 et il envoie au traducteur les « chiffres AB » du numéro national (V. chap. 5). Si la communication est régionale ou locale, l'enregistreur délivre « les chiffres PQ ou éventuellement PQM ».

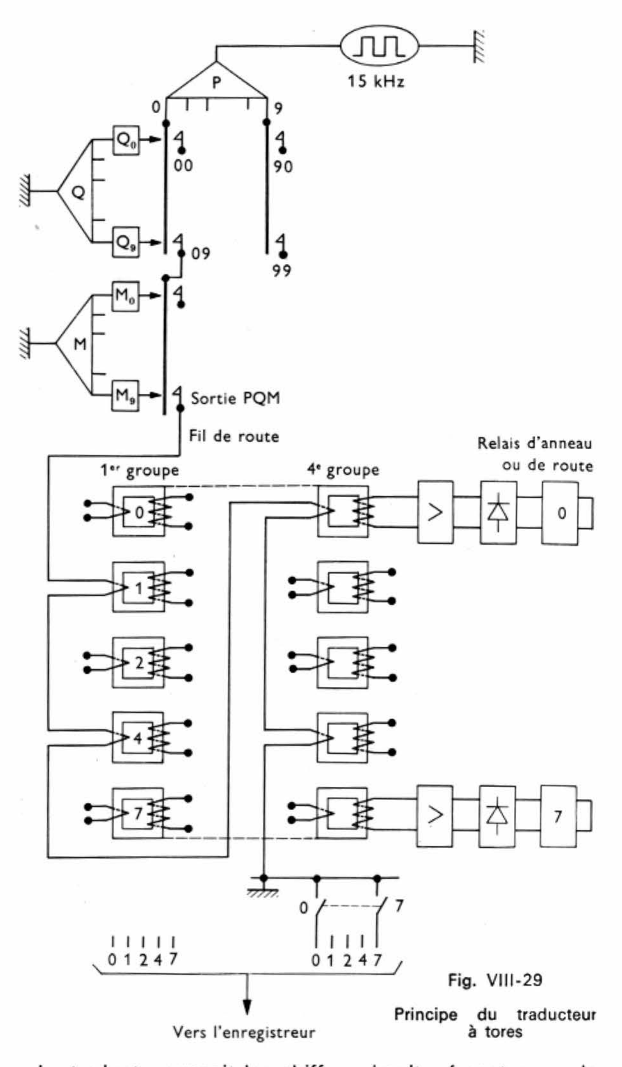
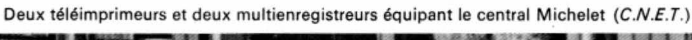


Fig. VIII-29
Principe du traducteur à tores

Le traducteur reçoit les chiffres simultanément en code 2/5. Dans une première opération, ce code est transformé en code décimal (cette opération est réalisée par une pyramide de contacts de relais récepteurs, chaque combinaison correspondant à une valeur déterminée). À la sortie de chaque pyramide, on trouve donc dix fils pour représenter les chiffres de 0 à 9 (fig. VIII-29).

À titre d'exemple, on va supposer que le traducteur reçoit le préfixe PQM. La pyramide P est reliée à un générateur de signaux carrés (de fréquence 15 kHz). La pyramide Q commande les relais multiples Q_0 à Q_9. Les sorties de P sont reliées aux bornes de contact des relais Q. On envoie donc le signal de fréquence 15 kHz sur un point parmi cent. Chacun de ces points de sortie est relié sur une barre de


Deux téléimprimeurs et deux multienregistreurs équipant le central Michelet (*C.N.E.T.*)



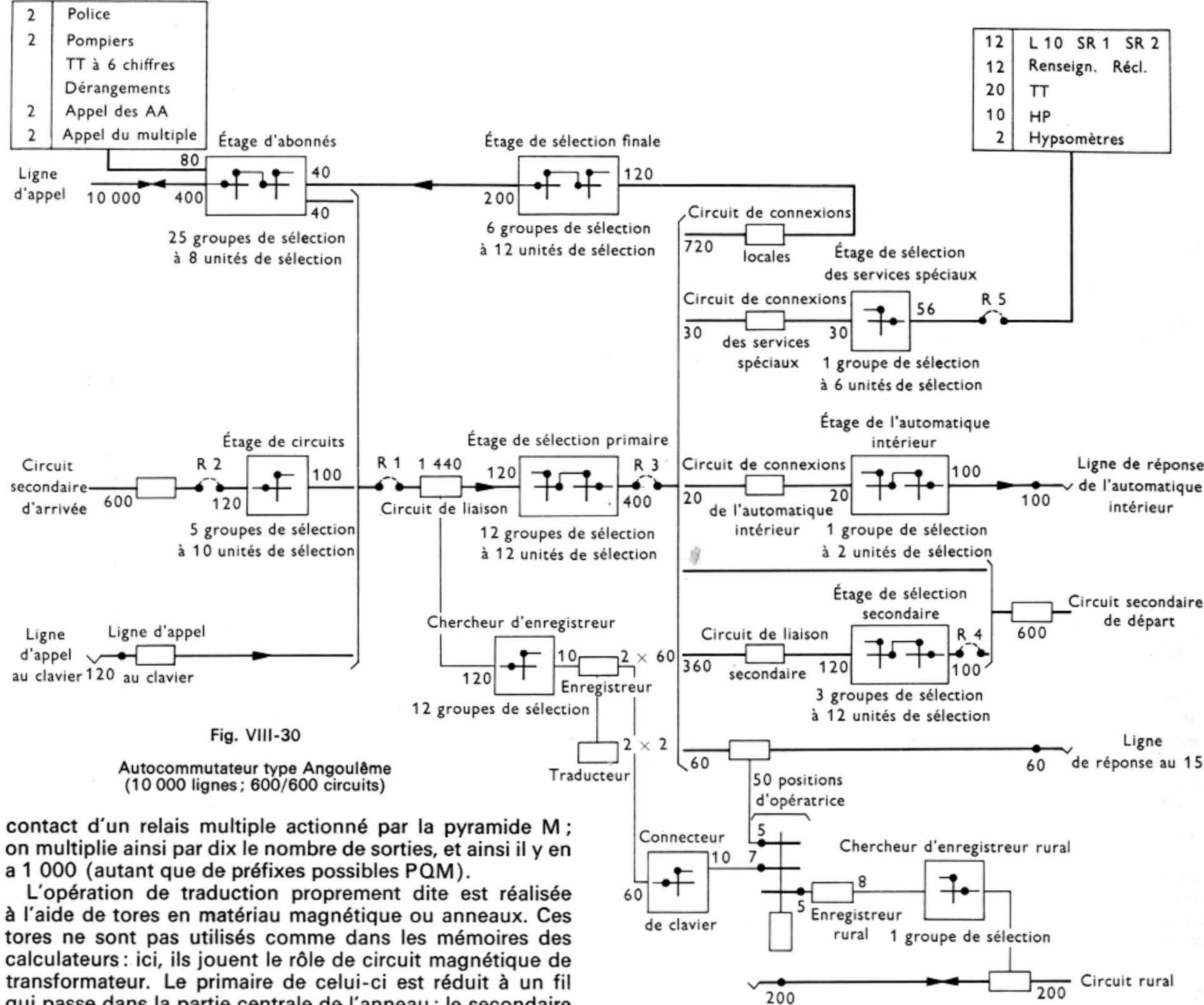


Fig. VIII-30

Autocommutateur type Angoulême (10 000 lignes ; 600/600 circuits)

contact d'un relais multiple actionné par la pyramide M ; on multiplie ainsi par dix le nombre de sorties, et ainsi il y en a 1 000 (autant que de préfixes possibles PQM).

L'opération de traduction proprement dite est réalisée à l'aide de tores en matériau magnétique ou anneaux. Ces tores ne sont pas utilisés comme dans les mémoires des calculateurs : ici, ils jouent le rôle de circuit magnétique de transformateur. Le primaire de celui-ci est réduit à un fil qui passe dans la partie centrale de l'anneau ; le secondaire est bobiné. Cet ensemble est relié à un amplificateur, suivi d'un détecteur qui alimente un relais (relais d'anneau) : lorsque le primaire est parcouru par le signal de fréquence 15 kHz, le relais d'anneau est excité.

Chaque information de sortie est transformée à l'aide d'un code 2/5 ou 2/6, et les anneaux sont groupés par cinq ou six à chaque information. La traduction devient alors très simple : à la sortie PQM, on relie un fil qui passe dans deux anneaux déterminés de chaque groupe (ils dépendent de l'information désirée). Ainsi, pour un palier de taxe 5 : dans le groupe de taxe, on passe dans les anneaux symbolisant les chiffres 1 et 4.

4.5. Autocommutateur type Angoulême. — Le diagramme de la figure VIII-30 montre l'organisation d'un autocommutateur type Angoulême, dont la capacité maximale est de dix mille abonnés (six cents circuits d'arrivée et six cents circuits de départ). Les lignes d'abonnés sont raccordées sur des groupes d'abonnés à quatre cents lignes. Les circuits d'arrivée, en provenance des centres automatiques (service de l'interurbain automatique), des centres manuels (exploitation semi-automatique) et des satellites, sont raccordés sur l'étage des circuits d'arrivée.

Le total des circuits de liaison, en provenance des étages d'abonnés, de l'étage des circuits et des lignes d'appel au clavier, est au plus égal à mille quatre cent quarante. Tous les circuits de liaison sont reliés aux verticales *J* de l'étage de sélection primaire (un circuit de liaison par verticale *J*).

La capacité maximale de l'étage de sélection primaire est de mille quatre cent quarante verticales, réparties en douze groupes de douze unités de sélection *J*. Chaque groupe de sélection primaire est desservi par une baie de chercheurs d'enregistreurs qui peut recevoir au maximum dix enregistreurs. Le nombre d'enregistreurs est donc, au maximum, de cent vingt. Ils peuvent traiter tous les types d'appels au départ du bureau.

Les traducteurs sont groupés par deux pour soixante enregistreurs au maximum. Les sorties de l'étage de sélection primaire donnent accès aux faisceaux de jonctions à destination des étages de sélection finale, des circuits de départ vers le service de l'interurbain automatique, etc. Le nombre des jonctions par faisceau peut être de dix, vingt, trente, quarante, cinquante ou soixante. On peut aussi diviser un groupe de dix en deux de cinq. Les groupes de sélection finale utilisés sont du type 120/200 (élément à quatre commutateurs). Ils donnent accès, au maximum, à quatre cents abonnés (communications d'arrivée pour les abonnés), à quarante verticales par groupe. Dans le cas où le nombre de circuits de départ à raccorder sur l'étage primaire est supérieur au nombre de sorties, on peut installer un groupe de sélection secondaire du type 120/200.

À cet autocommutateur est adjoint un centre manuel pour traiter toutes les communications spéciales (vers les abonnés ruraux, dans les services spéciaux, etc.).

4.6. Autocommutateur type Troyes. — Il a une capacité de vingt mille lignes d'abonnés (deux mille circuits) ; il peut être considéré comme résultant de la mise en parallèle de deux autocommutateurs du type Angoulême. Il présente quelques différences au niveau de l'unité de commande qui permet d'assurer les sélections vers les vingt mille lignes, groupées sous deux préfixes.

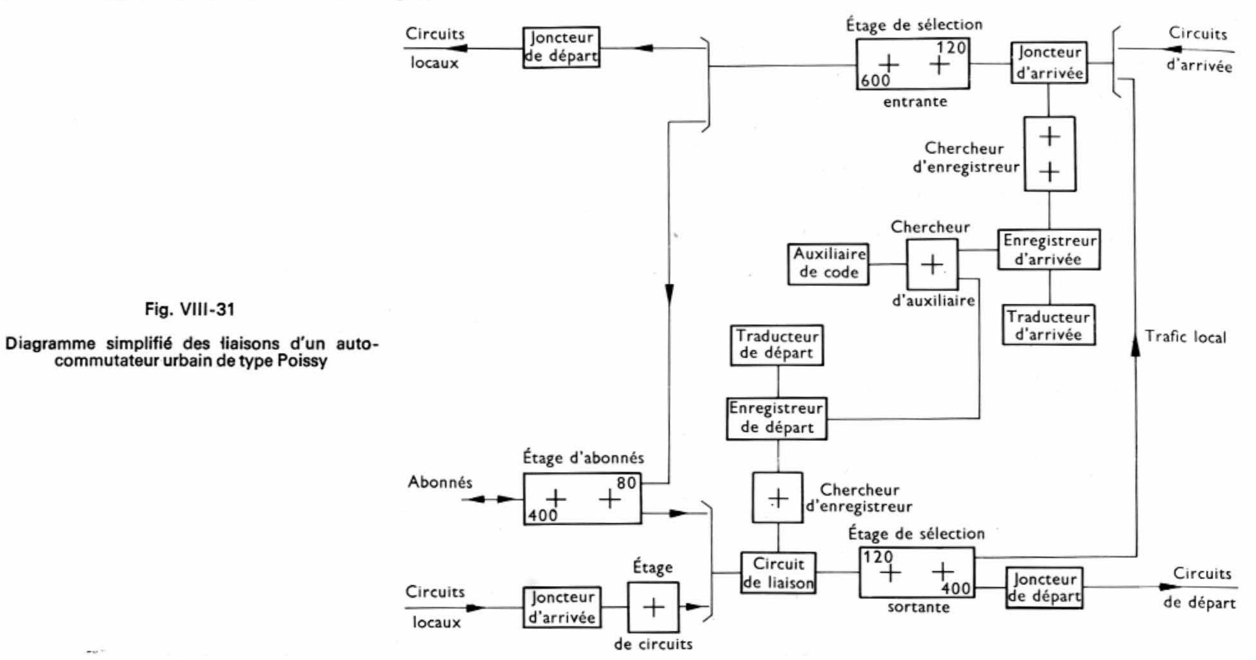


Fig. VIII-31

Diagramme simplifié des liaisons d'un autocommutateur urbain de type Poissy

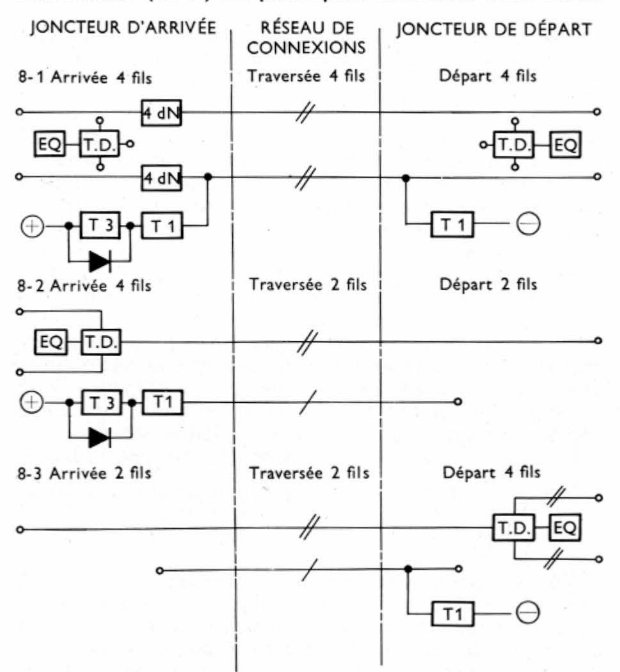
4.7. Autocommutateur du type Poissy. — Il a été mis au point en 1964 pour équiper les grands centres urbains. La capacité finale est de trente mille lignes. À l'inverse de l'autocommutateur de type Angoulême, il ne présente pas d'autonomie d'acheminement et il est fait appel à un centre de transit pour traiter les communications interurbaines.

Le trafic départ et le trafic arrivée n'utilisent qu'un seul groupe de sélection (fig. VIII-31), alors que le trafic local emprunte la chaîne départ et la chaîne arrivée. Cette disposition est la conséquence de la répartition du trafic dans les grands centres urbains où les communications, entre les abonnés du centre, ne représentent qu'un faible pourcentage du trafic total.

5. CENTRES DE TRANSIT

Le réseau de connexions des anciens autocommutateurs interurbains (CT 2) est prévu pour commuter deux fils de conversation. Cette disposition présentant de nombreux inconvénients, l'administration des Télécommunications a fait réaliser des autocommutateurs utilisables pour commuter quatre fils (CT 4). Le domaine de cet autocommutateur couvre la plupart des centres de transit régionaux, et, également, certains centres de groupement importants. La commutation de quatre fils permet d'obtenir des transmissions de meilleure qualité et elle est économiquement plus intéressante que celle à deux fils, du fait de la réduction du nombre de termineurs (pour la transformation deux fils/quatre fils) sur les liaisons interurbaines. Ces autocommutateurs utilisent la signalisation multifréquences (type SO.CO.TEL) qui est parfaitement adaptée à l'exploitation interurbaine et qui permet une mise en place rapide et relativement sûre.

Les centres de transit CT 4 comportent des commutateurs Pentaconta et CP 400. Un centre CP 400, appelé Cupidon, permet même d'interconnecter les circuits deux fils et quatre fils (fig. VIII-32).



(dN : décinéper ; EQ : équilibreur ; TD : transformateur différentiel ; T_1 et T_3 : relais)

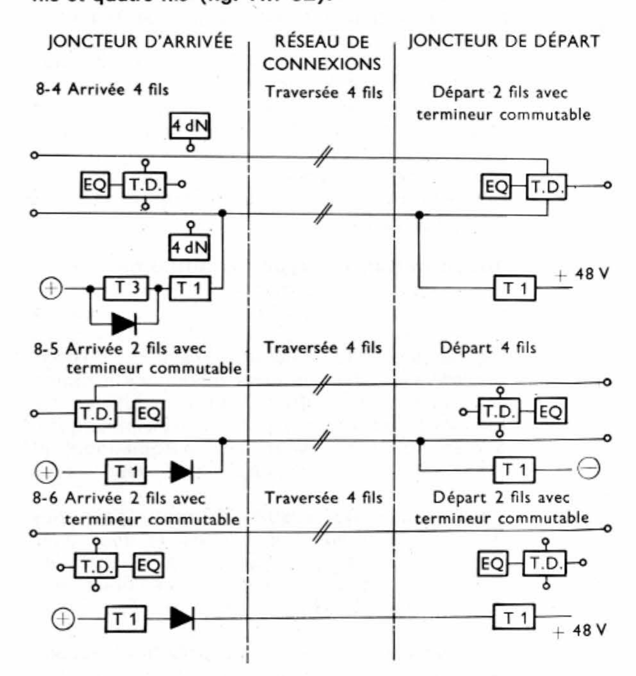


Fig. VIII-32 — Exemples de traversée d'un centre nodal universel mettant en évidence l'interconnexion des circuits deux fils et quatre fils

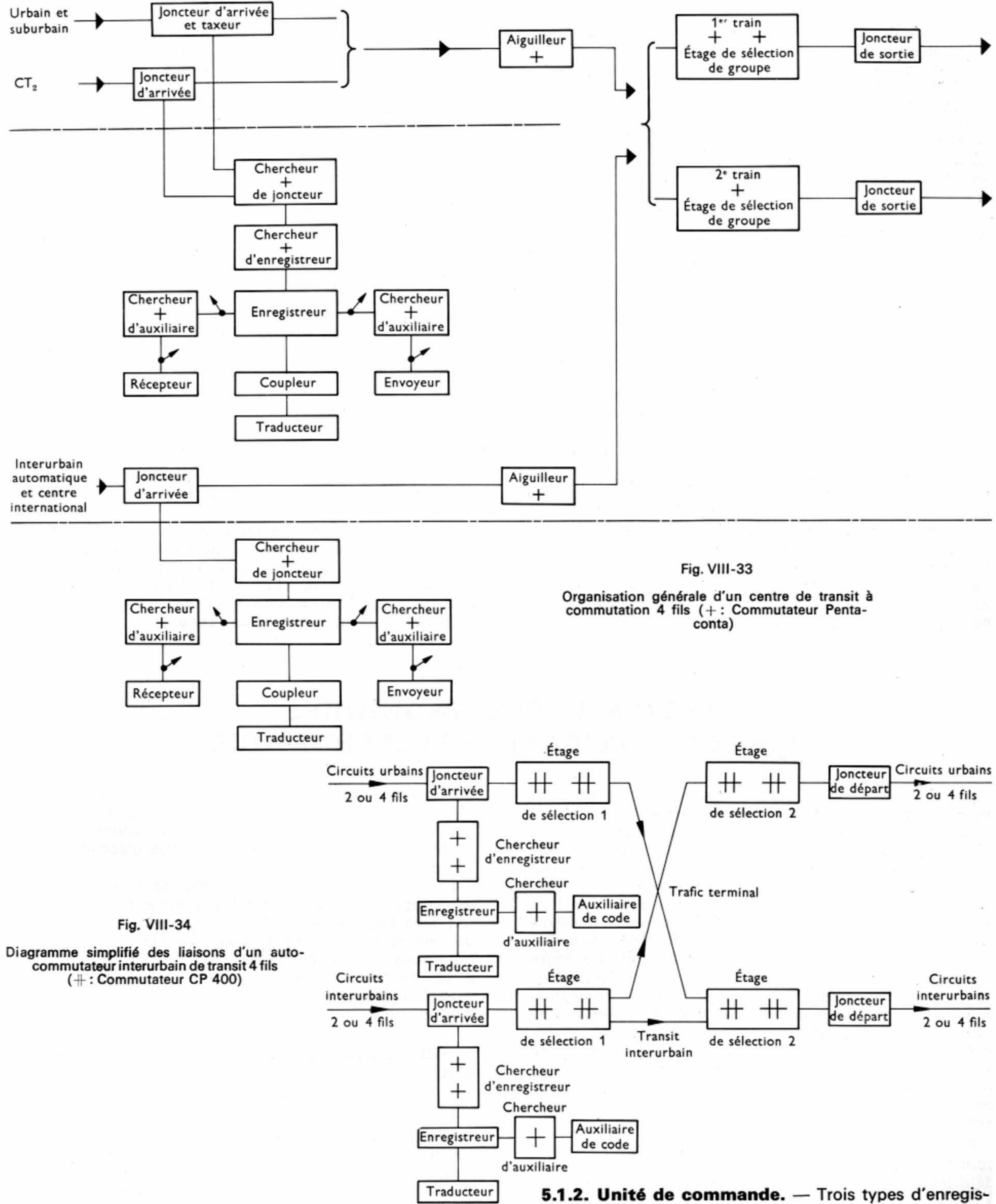


Fig. VIII-33

Organisation générale d'un centre de transit à commutation 4 fils (+ : Commutateur Pentaconta)

Fig. VIII-34

Diagramme simplifié des liaisons d'un autocommutateur interurbain de transit 4 fils (╫ : Commutateur CP 400)

5.1. Centre de transit CT 4 Pentaconta (fig. VIII-33).

5.1.1. Réseau de connexions. — Les étages de sélection sont constitués par des éléments de sélection de groupe Pentaconta à deux étages, précédés éventuellement d'un étage aiguilleur constitué par des éléments de sélection de groupe à un étage. Deux ou plusieurs éléments de sélection de groupe, dont les sorties sont multiplées, constituent un train de sélections.

Les circuits interurbains écoulant un trafic de 0,7 erlang, Il est inutile d'opérer une concentration à l'arrivée. Pour cette raison, les joncteurs sont directement reliés aux chercheurs d'enregistreurs et aux étages de sélection.

5.1.2. Unité de commande. — Trois types d'enregistreurs sont prévus :
— départ ;
— arrivée et transit ;
— local international.

5.2. Le centre de transit CT 4 CP 400 (fig. VIII-34). —

Il est constitué par l'assemblage de « bloc de trafic d'arrivée ». Un bloc de trafic est constitué par quatre étages classiques ; il peut recevoir quatre cent quatre-vingts jonctions entrantes, desservies par soixante enregistreurs et cinquante auxiliaires (multifréquences SO.CO.TEL et décimaux). Les joncteurs sont reliés aux enregistreurs par un chercheur à deux étages.

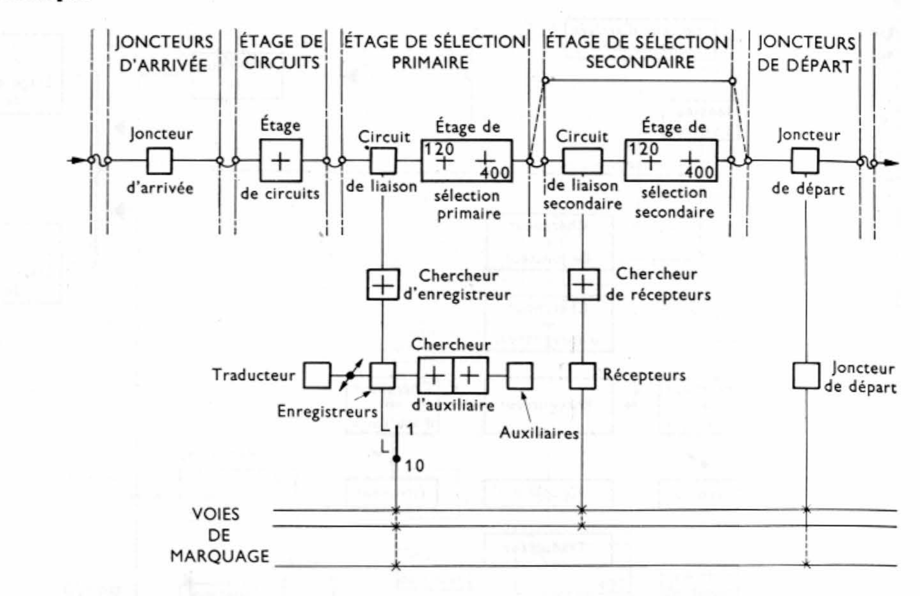


Fig. VIII-35

Diagramme des liaisons du centre nodal universel

5.3. Centre Nodal Universel (C.N.U.) (fig. VIII-35).— À côté des grands centres de transit, on a créé un centre plus adapté pour écouler le trafic des zones de moyenne importance. Les principes de base du commutateur CP 400 sont conservés, en particulier dans le réseau de connexions. L'unité de commande est équipée d'enregistreurs du type « universel » qui peuvent traiter des appels locaux, départ ou transit. En outre, l'enregistreur peut conserver en mémoire soixante catégories différentes d'abonnés et de circuits. La figure VIII-32 représente les différents types de liaisons réalisées au moyen de cet autocommutateur.

Le C.N.U. est particulièrement adapté pour résoudre, de façon simple et économique, l'automatisation des centres de groupements manuels car il peut également recevoir, directement sur ses circuits de liaison, des groupes d'abonnés CP 400. Il peut aussi desservir la totalité du trafic urbain et interurbain d'une zone.

CHAPITRE IX

SYSTÈMES ÉLECTRONIQUES DE COMMUNICATION TÉLÉPHONIQUE

Le développement de l'électronique a conduit les techniciens à repenser complètement les problèmes posés par la commutation. Introduire dans les autocommutateurs un certain nombre d'organes construits selon une technologie nouvelle (par exemple, remplacer les relais par des transistors), ne suffisait pas pour utiliser, de manière systématique, les techniques électroniques et en tirer tous les avantages potentiels. En effet, mieux qu'une technologie nouvelle, avantageuse par sa rapidité, sa fiabilité et la miniaturisation qu'elle permet d'atteindre, l'électronique autorise la mise au point de solutions originales pour des problèmes qui n'ont partiquement pas changé depuis l'installation des premiers réseaux téléphoniques. Les techniciens ont pu concevoir les organes des machines selon des règles simples et répétitives en séparant bien les fonctions les unes des autres. Ainsi, il a été possible d'utiliser des dispositifs (circuits logiques de base, points de mémoire) ayant un comportement réel très proche des modèles théoriques extrêmement simples qui les représentent.

Pour passer de la commutation électromécanique à la commutation électronique, il a fallu procéder à une analyse détaillée du problème pour bien distinguer les fonctions à remplir. Ensuite, pour chacune d'elles, on a cherché les moyens les mieux adaptés, en tenant compte des possibilités nouvelles, notamment de la vitesse d'échange des informations. Cette remise en cause a permis de constater qu'un central téléphonique est essentiellement une machine qui reçoit des informations, les modifie, en crée de nouvelles et ensuite distribue des informations « traitées » à l'extérieur. Tous les éléments les plus apparents d'un réseau de télécommunications, à savoir les lignes de rattachement des postes, les commutateurs et les circuits qui les relient, seraient inutilisables s'il n'y avait l'équivalent d'une énorme machine à traiter l'information pour assurer le fonctionnement de l'ensemble. Dans les systèmes de commutation pas à pas, tel que le Strowger, cet aspect des choses passe facilement inaperçu. Dans les systèmes à enregistreurs, il n'en est pas tout à fait de même car certains organes exécutent des opérations fonctions d'informations reçues de l'extérieur : du numéro désiré, des règles d'acheminement, des discriminations, etc.

La constitution de réseaux importants et surtout le développement de la commutation automatique interurbaine ont davantage mis en évidence cet aspect : l'établissement de liaisons entre centraux impose un échange d'informations sous forme codée (elles constituent la signalisation). Avec l'électronique, on a été conduit à dégager nettement cette fonction primordiale qui n'est autre qu'un traitement d'informations.

1. COMMUTATION ÉLECTRONIQUE ET INFORMATIQUE

La commutation électronique se caractérise essentiellement par le fait que le traitement de l'information a été mis délibérément à la première place dans la hiérarchie des fonctions. Cela a logiquement entraîné la centralisation des fonctions d'analyse et de décision de l'autocommutateur dans un calculateur à programme enregistré. Sa structure est analogue à celle d'un calculateur universel (V. t. 2, Informatique). Si le caractère spécifique de la commutation conduit à mettre l'accent sur des aspects particuliers comme la permanence du service et la maintenance automatique, on utilise cependant les mêmes techniques qu'en informatique.

Les systèmes de commutation électronique sont de véritables systèmes dits en « temps réel ». Tous comportent (fig. IX-1) :

1° Un ou plusieurs calculateurs avec leurs mémoires centrales.

2° Des mémoires de masse contenant les gros fichiers de données.

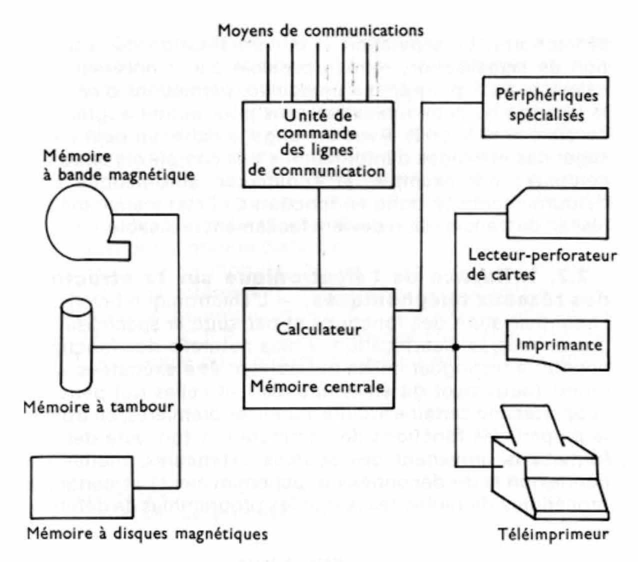


Fig. IX-1 — Diagramme-bloc général d'un système en « temps réel »

3° Des périphériques spécialisés commandés par les calculateurs.

4° Des organes de communication pour recevoir les informations et en échanger avec l'extérieur.

5° Des organes de relations homme-machine.

De ce point de vue, la commutation électronique se caractérise par la présence d'un périphérique particulier: le réseau de connexions; il peut être électromécanique ou électronique, spatial ou temporel, sans que la nature du système en soit modifiée.

De plus en plus, les réseaux de télécommunications doivent être considérés comme des réseaux de calculateurs interconnectés; télécommunications et informatique sont des techniques réunies en une seule: la téléinformatique.

La figure IX-2 représente le diagramme général d'un centre de commutation électronique. On y distingue un

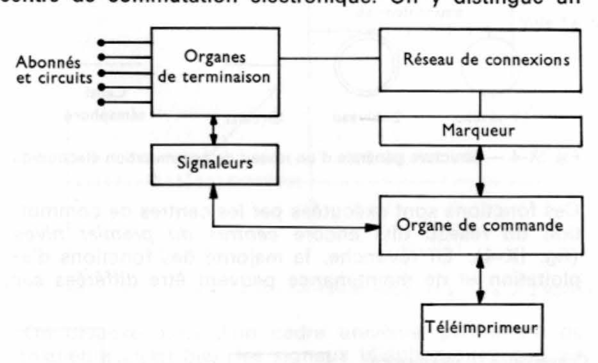


Fig. IX-2 — Diagramme-bloc d'un système de commutation électronique

certain nombre de blocs fonctionnels et, pour relier ceux-ci, des moyens d'échange d'information normalisée, appelés *interfaces* ou *échangeurs*. Blocs fonctionnels et échangeurs constituent le cadre du système: leur définition précise permet de réaliser les équipements du central. Leur fonctionnement dépend essentiellement d'un programme. Les blocs fonctionnels principaux sont les suivants:

1.1. Les organes de commande. — Ils sont utilisés pour les fonctions de décision. Leur structure est celle d'un calculateur numérique: chaque organe de commande comprend un bloc logique et des mémoires. Pour des raisons de sécurité, il y a toujours au moins deux organes identiques que l'on désigne parfois sous le nom de multienregistreurs par analogie avec les systèmes électromécaniques. Les calculateurs permettent de traiter l'information reçue de l'environnement et de commander le réseau de connexions.

1.2. Le réseau de connexions. — C'est le périphérique téléphonique type. Il est commandé au moyen du calculateur par l'intermédiaire d'organes appelés, *marqueurs*. C'est l'organe qui permet de réaliser la fonction de commutation en connectant deux à deux les lignes terminales. Il se décompose naturellement en blocs plus petits, appelés *éléments de sélection*, utilisables soit pour la commutation spatiale, soit pour la commutation temporelle. Un système de commutation électronique doit pouvoir incorporer les deux variantes, car leurs domaines d'utilisation ne coïncident pas. La solution temporelle est rentable pour connecter des lignes dont le trafic est déjà grand et l'on a donc tendance à l'utiliser pour les centres de transit. La solution spatiale, dans laquelle interviennent généralement des contacts métalliques, est plus facilement adaptable aux lignes d'abonnés existantes. Cependant, à long terme, il est possible que la technologie temporelle l'emporte, car elle est entièrement électronique et compatible avec le développement des réseaux de liaisons numériques.

1.3. Les organes de terminaison. — Ils sont constitués par l'ensemble des adaptateurs individuels des lignes terminales. Ils forment la frontière du central avec le réseau extérieur (lignes d'abonnés ou circuits). Leur rôle est de caractériser, sous une forme normalisée, l'état des lignes extérieures, malgré la variété des types de raccordement possibles. En commutation temporelle, ce sont des organes qui sont utilisés pour l'échantillonnage et le codage des signaux de conversation, ainsi que pour les opérations inverses.

1.4. Les signaleurs. — Leur rôle consiste à prélever les informations émanant des nombreuses sources que constituent les lignes d'abonnés et les circuits (en général, les organes individuels de terminaison servent d'intermédiaires) et inversement, à fournir à ces sources toutes les informations appropriées. On distingue deux sortes d'organes: les *explorateurs* qui sont utilisés pour prélever les signaux entrants par échantillonnage et des *distributeurs* de signaux. Ces organes sont généralement sous la commande directe du multienregistreur mais il existe des cas où ils fonctionnent de façon autonome et réalisent un filtrage des flux d'informations entrant et sortant.

1.5. Les périphériques. — Ils assurent la fonction de relation avec le personnel d'exploitation et d'entretien par l'intermédiaire de pupitres d'affichage et de commande, de téléimprimeurs, etc.

2. CLASSIFICATION DES ÉCHANGES D'INFORMATION DANS UN AUTOCOMMUTATEUR ÉLECTRONIQUE

Entre les différents blocs fonctionnels, les échanges d'information se font suivant des règles précises. La normalisation des frontières entre blocs et des procédures d'échanges permet de définir la structure et le rôle d'un bloc indépendamment des autres.

2.1. Nature des informations échangées. — L'objet d'un réseau de télécommunications est de transporter de l'information d'un point à un autre. Elle se présente soit sous forme analogique, soit sous forme numérique. En général, la première catégorie d'information n'est pas traitée dans le réseau; au contraire, on cherche à rendre ce dernier aussi « transparent » que possible pour elle en la transmettant intégralement d'un poste terminal au poste correspondant. Certes, en cours de route, il peut y avoir modification de la nature du support de l'information, mais on s'attache à la restituer aussi fidèlement que possible à l'arrivée. Tout au plus, cette transmission est-elle accompagnée de la production de quelques informations très simples, telles que les tonalités par exemple.

2.1.1. La signalisation terminale. — Elle correspond aux informations échangées entre les postes terminaux et les autocommutateurs de rattachement de ces postes. Son objet est essentiellement de permettre aux abonnés de postes terminaux de manifester leurs désirs de communi-

quer et d'être renseignés sur l'aboutissement de leurs appels. Du terminal vers le commutateur, cette signalisation comprend la demande de service (appel ou « décrochage »), la demande de fin de service (« raccrochage »), la numérotation, la réponse à un appel (« décrochage du poste demandé »). En sens inverse, l'autocommutateur fournit la ou les tonalités de numérotation, les diverses tonalités indicatives (occupation, retour d'appel, films parlants, etc.), le courant de sonnerie ainsi que d'autres signaux plus particuliers (inversion de batterie à la réponse, impulsions de télétaxe, etc.).

Une distinction essentielle est à faire entre les signaux qui entrent et ceux qui sortent de l'autocommutateur. En effet, celui-ci est conçu pour recevoir et interpréter les signaux entrants au fur et à mesure qu'ils arrivent, c'est-à-dire en « temps réel »; le retard ne peut excéder quelques millisecondes ou quelques dizaines de millisecondes et ce, malgré le très grand nombre de lignes à surveiller. Au contraire, l'émission des signaux sortants est sous sa dépendance. On peut donner une idée de l'ordre de grandeur de ce flux d'informations en disant que, dans un central de dix mille abonnés, l'autocommutateur doit recevoir ou émettre mille transitions (ou changements d'état) par seconde.

2.1.2. La signalisation interne. — Elle inclut toutes les informations qui décrivent un autocommutateur et son environnement sous forme implicite ou explicite : nombre de lignes raccordées, types de lignes ou « discriminations » diverses, procédures à appliquer entre différents blocs fonctionnels. Elle comprend aussi toutes les informations d'usage temporaire qui permettent d'enregistrer les paramètres nécessaires pour établir correctement une communication désirée (numéro demandé, traductions diverses, taxes applicables, état instantané de disponibilité de tous les organes). Une des caractéristiques importantes de la commutation électronique est la tendance à manipuler toutes informations internes sous une forme explicite et à les enregistrer dans des organes spécialisés de mémoire. Ainsi, les diverses procédures à appliquer dans tous les cas constituent des données qui sont mises en mémoire dans des tables et traitées par le programme.

2.1.3. La signalisation externe. — Elle comprend tous les signaux qu'échangent les autocommutateurs d'un réseau interconnecté. L'ensemble des signaux possibles constitue un code de signalisation. La commutation électronique introduit dans de domaine un progrès important (fig. IX-3 a et b). Dans les systèmes électromécaniques traditionnels, toute la signalisation entre autocommutateurs est transmise sur les circuits mêmes qui acheminent les communications : c'est le rôle des joncteurs (V. chap. 8) de mélanger l'information transmise (la conversation) et les signaux d'établissement (la signalisation). Au contraire, dans les systèmes électroniques, la signalisation est échangée directement entre autocommutateurs par une voie spécialisée pour la transmission de ces données (canal sémaphore). La séparation et la centralisation de la fonction de signalisation, rendue possible par la présence des calculateurs à programme enregistré, permettent d'enrichir le langage de communication sans pour autant augmenter sensiblement le coût. Avec un langage riche, on peut envisager des échanges d'informations très complexes entre les centraux ; par exemple, la commande automatique des détournements de trafic en fonction de l'état instantané du réseau de transmission devient facilement réalisable.

2.2. Influence de l'électronique sur la structure des réseaux téléphoniques. — L'électronique favorisant la centralisation des fonctions et par suite la spécialisation des centres, la classification la plus naturelle des fonctions conduit à distinguer celles qui doivent être exécutées sans retard (autrement dit en temps réel) et celles qui peuvent supporter une certaine attente. Parmi les premières, on trouve la plupart des fonctions de commutation (collecte des informations provenant des sources extérieures, modes de connexion et de déconnexion, acheminement) et certaines procédures de fautes telles que les programmes de défense.

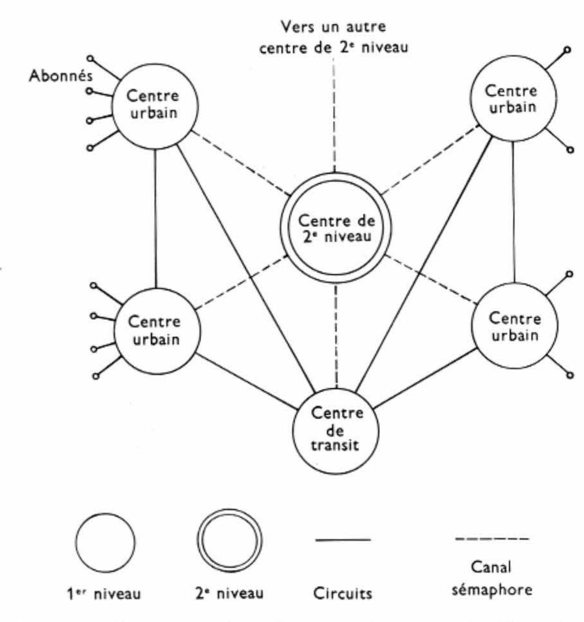


Fig. IX-4 — Structure générale d'un réseau de commutation électronique

Ces fonctions sont exécutées par les centres de commutation du réseau dits encore *centres du premier niveau* (fig. IX-4). En revanche, la majorité des fonctions d'exploitation et de maintenance peuvent être différées sans inconvénients. Elles sont donc regroupées dans des *centres de deuxième niveau*, plus spécialisés, qui desservent les autocommutateurs de toute une zone. Les centres de deuxième niveau ne possèdent pas de périphériques typiquement téléphoniques comme le réseau de connexions : on y trouve les périphériques habituels en informatique, comme des imprimantes et des mémoires de masse.

C'est le principe de la signalisation par canal sémaphore qui permet de réaliser sans difficultés cette structure à deux niveaux. Les liaisons de transmissions de données entre centres de premier et de deuxième niveau sont des canaux sémaphores analogues à ceux qui interconnectent les centres du premier niveau. Seul le contenu des messages échangés est différent.

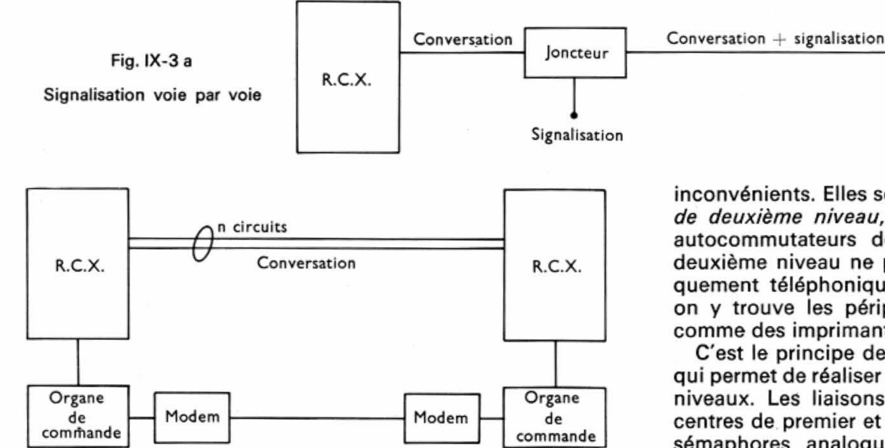


Fig. IX-3 a
Signalisation voie par voie

Fig. IX-3 b — Signalisation par voie spécialisée (canal sémaphore). Modem : modulateur-démodulateur. R.C.X. : réseau de connexions

2.3. Commutation électronique et transmission numérique. — On ne peut envisager le développement de la commutation électronique sans tenir compte du développement d'une technique très proche : la *transmission numérique;* ces deux techniques peuvent se confondre en un système unique où transmission et commutation perdent leur individualité. En effet, rien ne s'oppose à ce que la forme sous laquelle se présente l'information « utile » soit la même dans la traversée du réseau de connexions et dans les transports à grande distance.

Le système de modulation par impulsions codées semblant le plus intéressant, la Conférence européenne des postes et télécommunications en a normalisé une forme dite M.I.C. — C.E.P.T., que l'administration française des P.T.T. a adoptée pour former la base de son réseau général de télécommunications intégrées. Le « multiplex primaire » (fig. IX-5), constitué par un train d'impulsions binaires à une vitesse de modulation de 2,048 mégabits par seconde, est découpé en une trame répétive de 125 µs comprenant trente-deux canaux de huit éléments binaires chacun (V. chap. 11). Parmi ces trente-deux canaux, l'un sert à la synchronisation de trame, c'est-à-dire à la reconnaissance des numéros de voies (canal 0) et un autre est utilisé pour la signalisation voie par voie (canal 16). De plus, il est convenu que les trames sont groupées par seize (*multitrames*) et que la trame *K* porte la signalisation qui correspond aux voies *K* et *K* + 16. Une combinaison particulière, transmise dans la voie 16, toutes les seize trames, permet de numéroter les trames : c'est le signal de synchronisation de multitrames (fig. IX-6). Les trente autres canaux servent, soit à la transmission des voies téléphoniques, soit comme canaux sémaphores entre centraux.

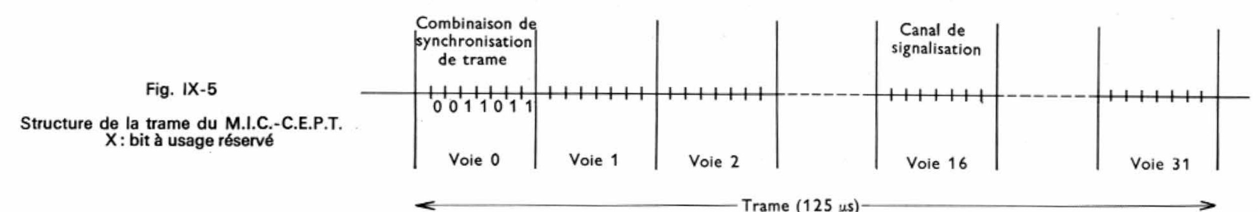


Fig. IX-5

Structure de la trame du M.I.C.-C.E.P.T.
X : bit à usage réservé

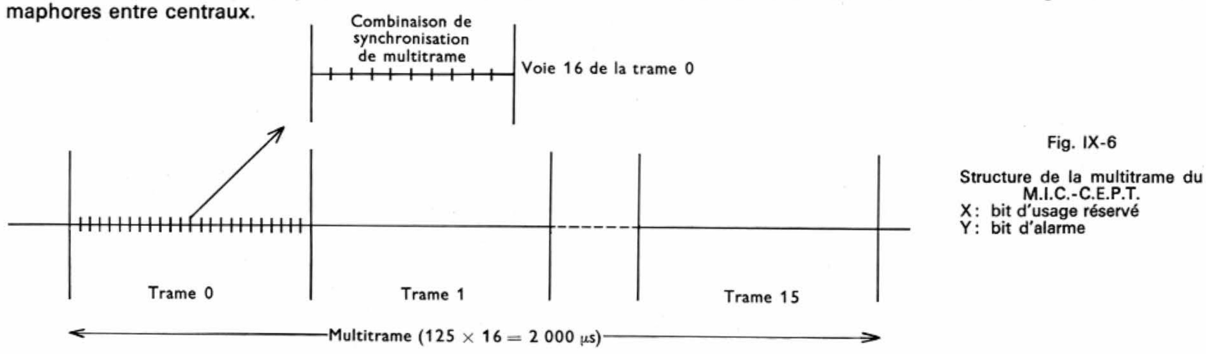


Fig. IX-6

Structure de la multitrame du M.I.C.-C.E.P.T.
X : bit d'usage réservé
Y : bit d'alarme

On dispose ainsi d'un cadre universel permettant de transmettre aussi bien les signaux téléphoniques que les données jusqu'à 64 kilobits par seconde, avec la possibilité de vitesses plus grandes en jumelant plusieurs canaux. Mais on ne tire complètement parti des avantages que procure la transmission numérique que si les systèmes de commutation utilisent l'information sous la même forme, c'est-à-dire font appel aux techniques de la commutation temporelle (V. chap. 10).

3. PROGRAMMATION DES TRAITEMENTS DE L'INFORMATION DANS UN CENTRAL ÉLECTRONIQUE

La programmation d'un calculateur est une entité indépendante de la structure de l'autocommutateur ; le programme peut être modifié sans qu'il soit nécessaire de changer l'interconnexion des composants et des organes. Cette grande souplesse est une des raisons pour lesquelles la commande par programme enregistré s'est imposée en commutation électronique. Le volume d'informations à traiter étant très grand et le temps de réponse exigé très court, on a été conduit, en raison des limites de puissance des calculateurs, à réserver à ces derniers toute la partie complexe des traitements et à faire exécuter les tâches répétitives par des automatismes à logique câblée plus ou moins élaborés (V. t. 2, Automatismes, chap. 8). Ainsi, d'une part, le calculateur de commande est déchargé de certaines tâches de routine et, d'autre part, cela permet de réaliser un certain filtrage des informations en temps réel.

3.1. Les files d'attente. — À chaque communication, en cours d'établissement ou de rupture, sont associées une ou plusieurs zones de quelques mots dans la mémoire centrale du calculateur. Ces zones contiennent toutes les informations nécessaires pour traiter cette communication et également des repères permettant de savoir à quel stade en est la communication ; par analogie avec les dispositifs utilisés en commutation électromécanique, on a donné le nom d'enregistreurs à ces zones.

Les repères d'un enregistreur sont utilisés par un programme dit *superviseur* pour enclencher l'exécution d'un programme opérationnel adéquat au moment voulu (V. ci-après § 3.2). Les différents enregistreurs ou classes d'enregistreurs sont « chaînés » les uns aux autres et forment ce qu'on appelle des *files d'attente de travaux*. Chaque fois qu'un nouveau travail est demandé au calculateur, automatiquement un enregistreur est choisi parmi ceux qui sont « libres » à cet instant et il est placé dans une des files d'attente du système. Simultanément, les informations qui sont nécessaires à l'exécution de ce travail y sont enregistrées. Au fur et à mesure que le traitement progresse, les informations contenues dans l'enregistreur sont modifiées et celui-ci passe d'une file d'attente à une autre. Lorsque le traitement est terminé, l'enregistreur est « libéré » : il passe des files d'attente de travaux dans la file des enregistreurs libres.

Au cours d'un traitement, le calculateur peut commander la lecture d'une information contenue dans une mémoire périphérique, ou donner des ordres au réseau de connexions par l'intermédiaire de marqueurs ou aux organes de terminaison par l'intermédiaire de distributeurs. Ces organes ayant des temps de réponse (ou de fonctionnement) très grands vis-à-vis des temps de base du calculateur, il peut se produire un phénomène de file d'attente pour accéder à ces organes. Dans ce cas, l'enregistreur concerné est placé en queue de file d'attente et un autre travail est exécuté par le calculateur en attendant l'arrivée de la réponse. Lorsque l'information demandée pour le premier enregistreur de la file arrive, elle provoque une « interruption prioritaire » : la réponse est alors inscrite dans cet enregistreur et celui-ci est placé à nouveau dans une file de travaux. L'organe qui a fourni la réponse désirée se trouve alors disponible pour exécuter un nouvel ordre.

3.2. Enchaînement de programmes. — Dans un central de trente mille abonnés, à chaque instant, il y a environ quatre cents communications en cours d'établissement ou de rupture : les calculateurs commandent donc « simultanément » le traitement des quatre cents « enregistreurs » correspondants. Pour que les temps de réponse requis ne soient pas dépassés, il faut établir une hiérarchie entre les programmes : l'exécution de ceux qui ne peuvent être retardés sans préjudice grave pour le système doit être rendue prioritaire. Dans la plupart des systèmes de commutation électronique, on trouve les cinq niveaux suivants qu'un programme dit superviseur est chargé d'enchaîner (fig. IX-7) :

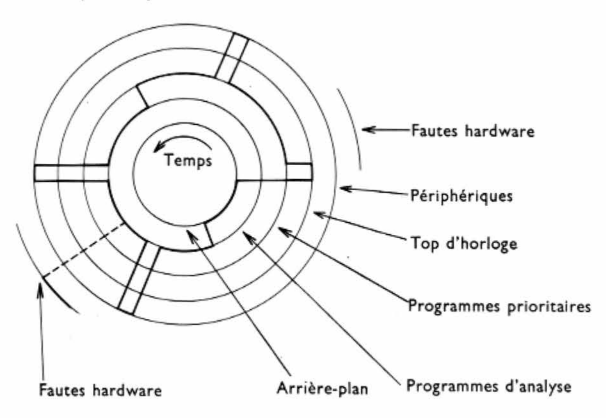


Fig. IX-7 — Enchaînement des classes de programmes

— *Fautes « hardware ».* — Lorsqu'une faute due à un organe est détectée par certains circuits de logique, le travail du calculateur est automatiquement interrompu. En effet, il s'agit d'essayer d'assurer la sauvegarde du système par l'exécution de programmes de défense qui peuvent aboutir à la mise hors service d'un calculateur.

— *Enregistrement des réponses (ou des appels) d'organes* périphériques (V. ci-dessus, § 3.1).

— *Tops d'horloge.* — Tous les systèmes en temps réel ont une horloge externe qui interrompt le travail du calculateur à intervalles réguliers, afin de permettre la remise au point de départ (réinitialisation) des programmes de traitements prioritaires. La durée des cycles est variable avec le système : elle dépend de la façon dont est faite la réception et l'émission de signalisation : si le calculateur commande directement cette fonction, le cycle est plus court que lorsque cela est réalisé par l'intermédiaire d'un organe spécialisé. En général, cette durée est comprise entre 5 et 25 ms.

— *Traitements prioritaires.* — Appartiennent à cette classe tous les programmes qui doivent être exécutés systématiquement à chaque cycle ou tous les *n* cycles. Les programmes de priorité inférieurs ne sont exécutés que lorsqu'il n'y a plus de programmes prioritaires ; on considère comme une faute le cas où le top horloge arrive alors que ces programmes sont encore en cours de traitement. C'est dans cette classe que l'on trouve les programmes de réception et d'émission de signalisation et de supervision des communications.

— *Programmes d'analyse et de recherches.* — Ces programmes permettent l'exploitation des données fournies par ceux de la classe précédente pour faire progresser l'établissement et la rupture des communications. Ils commandent la préparation des ordres aux organes périphériques et en analysent les réponses. Le calculateur exécute ces programmes jusqu'à épuisement (et, ensuite, il passe aux programmes de priorité inférieure) ou jusqu'à l'arrivée d'un top d'horloge (auquel cas il relance les programmes prioritaires). On trouve dans cette catégorie les programmes d'analyse des discriminations d'abonnés et des traductions, les temporisations, les recherches de chemins dans le réseau de connexions, etc.

— *L'arrière-plan.* — Ce sont les travaux qu'exécute le calculateur après épuisement des programmes d'analyse. Suivant les cas, cela consiste simplement à attendre une interruption (d'horloge ou d'organe périphérique lent) ou à exécuter un programme d'exploitation ou de maintenance (souvent sur ordre de l'opérateur). Ces programmes sont exécutés hors du « temps réel » ; leur traitement peut exiger plusieurs heures. Dans les systèmes possédant une mémoire de masse lente (V. t. 2, Informatique, chap. 3), ils sont appelés, au moment voulu, à partir d'une librairie de programmes. Dans certains systèmes, ces tâches peuvent être exécutées, en totalité ou en partie, dans un « deuxième niveau » (V. ci-dessus § 2.2).

3.3. Sécurité de fonctionnement. — Le problème de la permanence du service est fondamental en téléphonie. Il se pose avec plus d'acuité en commutation électronique en raison de la plus grande centralisation des fonctions. La sécurité est obtenue en intervenant à la fois au niveau du matériel et de la programmation.

3.3.1. Duplication. — Les organes ayant des fonctions centralisées, comme les calculateurs, sont en double exemplaire. La duplication peut être conçue de deux façons. Les deux organes peuvent fonctionner au synchronisme, c'est-à-dire en exécutant à chaque instant la même opération et en comparant leurs résultats : en cas de divergence entre ceux-ci, il faut avoir le moyen de détecter rapidement et automatiquement lequel est en faute. Une autre méthode consiste à partager le travail entre les deux organes en faisant en sorte que, si l'un des deux tombe en panne, l'autre puisse continuer à écouler la totalité du trafic : on dit alors que les organes fonctionnent *à l'entraide*.

3.3.2. Défense. — Des programmes spéciaux, dits de défense, sont conçus pour limiter les conséquences néfastes d'une faute due à un organe. Ils permettent de localiser le défaut à l'origine de la faute et d'entreprendre l'action nécessaire pour sauvegarder le système. À la limite, cela peut se traduire par la mise hors service de l'organe fautif. La détection des fautes est faite, soit au moyen de circuits de contrôle, soit par l'intermédiaire de programmes dits de maintenance (les différents organes sont alors systématiquement testés). En particulier, lorsque des calculateurs fonctionnent à l'entraide, chacun d'eux exécute cycliquement un petit programme chargé de déterminer si l'autre calculateur fonctionne normalement (schématiquement, on peut dire que le calculateur pose un « problème » dont il connaît la réponse). La détection d'une faute entraîne l'exécution d'un programme de défense approprié.

3.4. Les services nouveaux. — La commutation électronique permet de fournir aux abonnés les services spéciaux traditionnels et des services dits nouveaux. En effet, des facilités sont apportées par l'utilisation de calculateurs équipés de mémoires ; à la limite, on peut considérer que le poste téléphonique de l'abonné est un « terminal » (ce mot étant pris avec le même sens qu'en informatique) connecté à ces calculateurs.

Parmi les services nouveaux le plus fréquemment offerts aux abonnés des centraux téléphoniques électroniques, on peut citer :

— *La numérotation abrégée.* — Elle permet aux abonnés d'appeler les correspondants, avec lesquels ils communiquent le plus souvent, en ne formant que trois ou quatre chiffres du numéro au lieu des six à quatorze habituellement nécessaires. Le numéro complet est obtenu directement par le calculateur après une lecture dans une table de traduction. Dans certains systèmes, à partir de son poste, l'abonné peut même modifier automatiquement les correspondances entre numéros abrégés et numéros réels.

— *Le transfert automatique.* — Lorsqu'un abonné le désire, tout appel qui lui est destiné peut être transféré vers un autre poste dont il a préalablement fourni le numéro au calculateur. Pour obtenir ce transfert, l'abonné compose sur son poste un préfixe correspondant au service demandé, suivi du numéro du poste vers lequel le renvoi doit être fait. L'annulation du transfert est obtenue également automatiquement à partir du poste de l'abonné. Pendant toute la durée du transfert, l'abonné conserve cependant la possibilité de se servir de son appareil en tant que demandeur.

— *Le rappel automatique.* — Il évite à l'abonné de devoir renouveler un appel lorsque le correspondant n'a

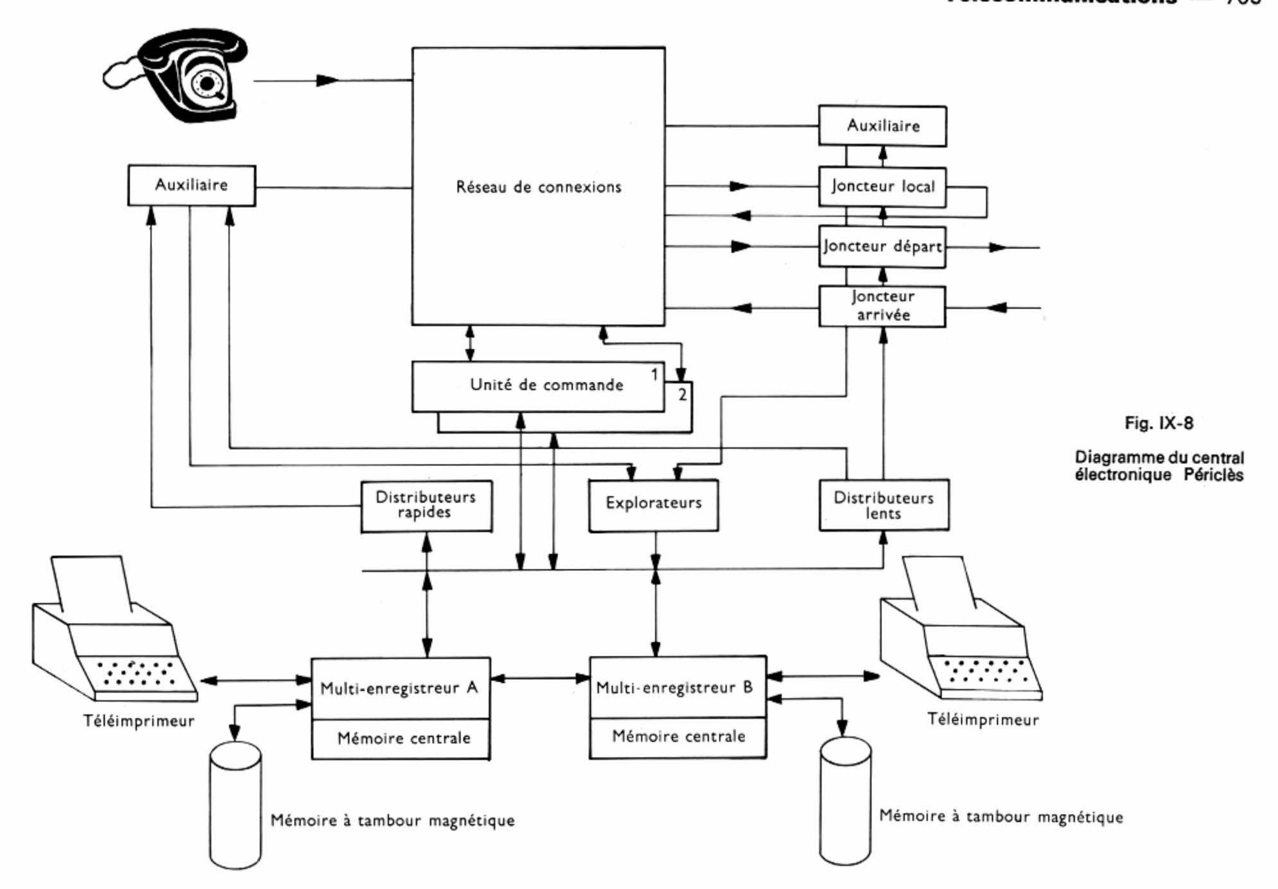


Fig. IX-8

Diagramme du central électronique Périclès

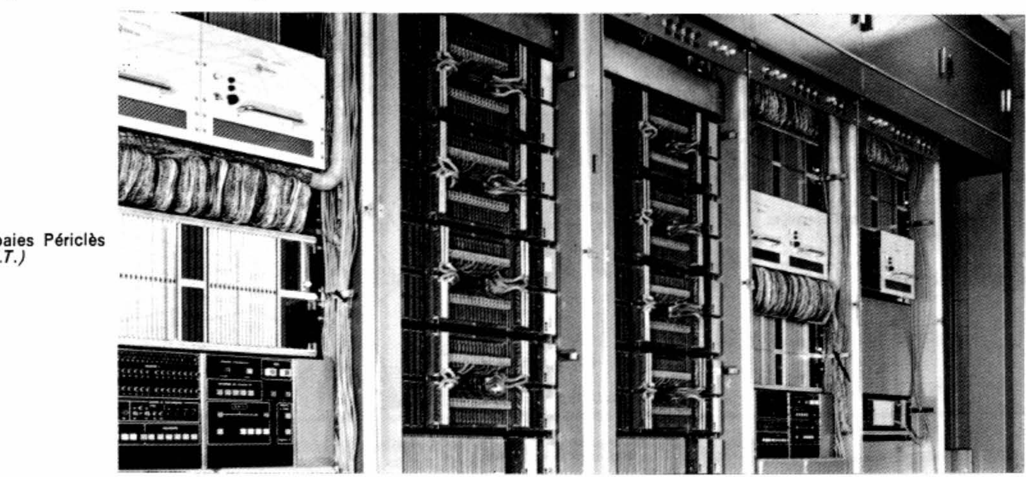
pas été obtenu parce que celui-ci est occupé ou par suite d'encombrement du réseau. Le calculateur du central prend en charge les essais de recherche du correspondant et, lorsque celui-ci est libre, le demandeur est automatiquement rappelé.

4. UN EXEMPLE DE COMMUTATION ÉLECTRONIQUE SPATIAL: PÉRICLÈS

Le système Périclès est un système de commutation électronique à réseau spatial; le premier prototype a été mis en service en 1970 à Clamart (Hauts-de-Seine) et a été intégré dans le réseau téléphonique national. Il représente le premier élément du système de commutation de grande capacité destiné à remplacer les autocommutateurs à barres croisées (CP 400 et Pentaconta).

4.1. Diagramme général. — La figure IX-8 représente le diagramme général d'un centre de type Périclès. On y distingue les éléments suivants:

— Deux *multienregistreurs* où sont concentrées les fonctions de décision. Les multienregistreurs de Périclès sont des calculateurs électroniques, de type parallèle, spécialisés pour la téléphonie. Chacun d'eux a une mémoire permanente de 1 024 mots de trente-trois éléments binaires (dont 1 de parité) à tores tissés contenant les programmes fondamentaux de régénération et de défense et une mémoire centrale temporaire à tores contenant jusqu'à 65 536 mots de trente-trois éléments binaires (dont 1 de parité). Le temps de cycle de ces mémoires est de 4,7 µs, le calculateur exécutant trois instructions en 20 µs. D'autre part, un tambour magnétique, utilisé comme mémoire de masse, permet d'enregistrer des données et des programmes « amovibles » à faible prix. Pour communiquer avec chaque calculateur, le personnel d'exploitation et de maintenance dispose d'un téléimprimeur dont la vitesse de fonctionnement est de dix caractères par seconde.



Salle avec des baies Périclès *(C.N.E.T.)*

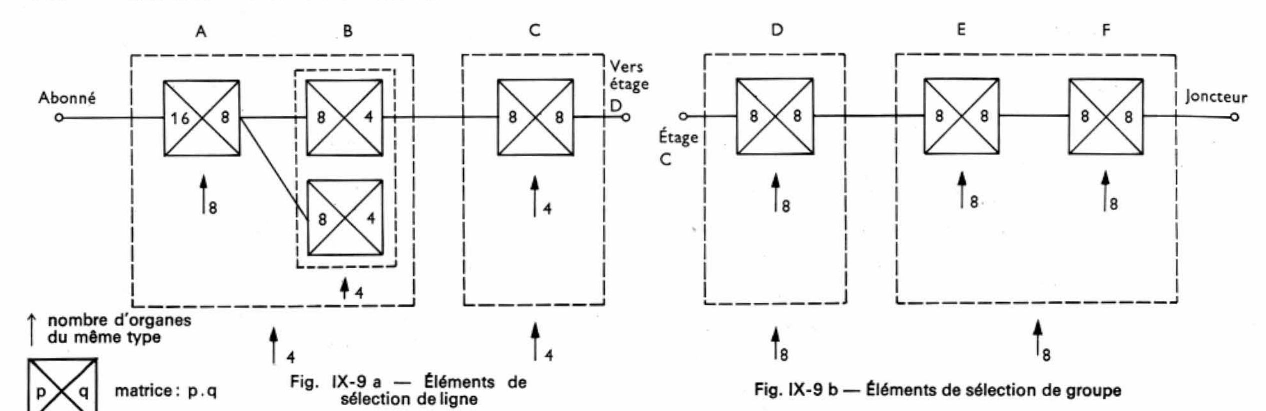


Fig. IX-9 a — Éléments de sélection de ligne

Fig. IX-9 b — Éléments de sélection de groupe

— Un *réseau de connexions à trois fils*, constitué de matrices de points de connexion à relais à lames souples et à maintien électrique (V. chap. 6). La structure du réseau est organisée selon un diagramme à six étages de matrices. Cette disposition permet d'écouler le trafic de huit mille abonnés.

Les trois premiers étages (*A, B, C*) sont groupés en éléments de sélection de ligne (fig. IX-9 a) desservant cinq cent douze entrées (abonnés ou auxiliaires) ; les trois suivants (fig. IX-9 b) sont groupés en éléments de sélection de groupe. La figure IX-10 montre comment sont reliés entre eux ces différents éléments de sélection. La figure IX-11 donne l'éventail des liaisons possibles entre une entrée et une sortie : chaque point représente une matrice : on voit qu'il y a trente-deux chemins différents pour relier un abonné à un joncteur.

Des tores de ferrite, disposés sur le troisième fil, au niveau de chaque maille (liaison entre deux matrices), permettent de détecter s'il passe du courant dans celle-ci (emploi de circuits testeurs) et, par suite, de rechercher un itinéraire libre entre deux points en faisant une sélection « conjuguée » sur l'ensemble des étages. Des circuits de marquage assurent la connexion ou la déconnexion d'un itinéraire. Des circuits d'identification permettent d'obtenir automatiquement une extrémité d'un itinéraire lorsque l'autre est connectée.

— Deux *unités de commande* qui assurent la gestion du réseau de connexions par l'intermédiaire des circuits de test, de marquage et d'identification. Ces unités à logique câblée exécutent les ordres transmis par les multi-enregistreurs : connecter les extrémités (d'adresse *A* et *J* par exemple), déconnecter la chaîne aboutissant à l'extrémité *J*, identifier l'autre extrémité de la chaîne issue de *A* ou *J*, tester l'état de la maille *J*, etc. En outre, elles transmettent aux calculateurs les nouveaux appels détectés par les explorateurs d'abonnés fonctionnant de manière autonome.

La présence de deux unités de commande se partageant le trafic, permet d'assurer la sécurité de fonctionnement du réseau de connexions.

— Des *signaleurs, explorateurs* et *distributeurs*, utilisés pour des relations entre les calculateurs et les organes de terminaison, appelés ici joncteurs (quand ils servent aux communications établies) ou auxiliaires (quand ils servent à recevoir ou émettre de la signalisation en cours d'établissement). Les explorateurs sont des organes passifs, affectés en propre à chaque multienregistreur, simplement constitués par des assemblages de tores qui peuvent représenter les états des relais. Les distributeurs lents assurent la commande des relais, des joncteurs et auxiliaires, sur ordre des multienregistreurs. Ils sont banalisés vis-à-vis de ceux-ci ; ils comportent une partie électronique à logique câblée pour recevoir les ordres et les décoder et une partie électromécanique (des relais) pour l'aiguillage des commandes. Les distributeurs rapides, qui sont affectés en propre à chaque calculateur, se présentent comme des décodeurs électroniques suivis de points de mémoire commandant directement des relais. Ils sont destinés à l'envoi de signaux pour lesquels le délai d'attente doit être très bref, ce qui exclut l'emploi de dispositifs électromécaniques comme les distributeurs lents.

4.2. Programmation. — La programmation de Périclès repose sur l'utilisation d'un moniteur (fig. IX-12) qui passe séquentiellement en revue les zones contiguës de la mémoire centrale (les enregistreurs) et ce, suivant deux cadences déterminées : soit 10 ms (programmes rapides), soit 100 ms (programmes lents).

4.2.1. Les programmes rapides. — Ils sont lancés après l'arrivée de chaque top d'horloge, c'est-à-dire toutes les 10 ms. Par exemple, si l'on suppose qu'il y a cent enregistreurs, ce qui suffit pour un central de six mille abonnés, le moniteur examine successivement tous les

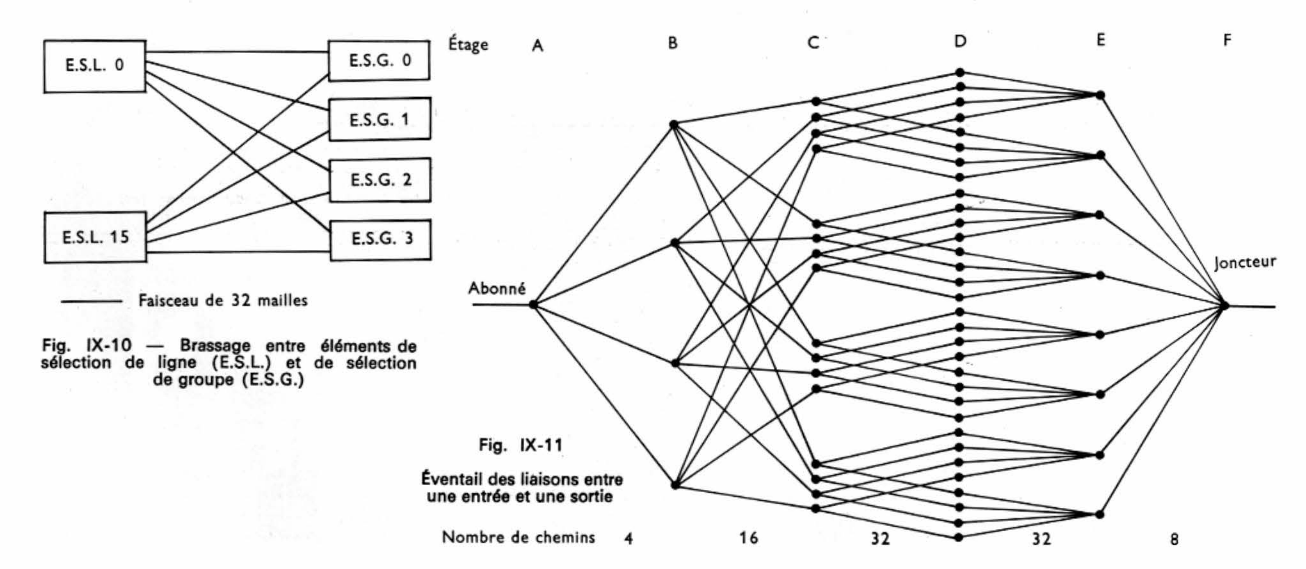


Fig. IX-10 — Brassage entre éléments de sélection de ligne (E.S.L.) et de sélection de groupe (E.S.G.)

Fig. IX-11
Éventail des liaisons entre une entrée et une sortie

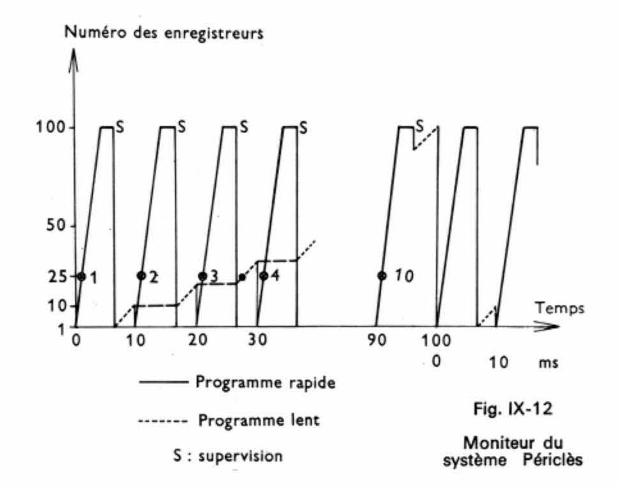


Fig. IX-12
Moniteur du système Périclès

enregistreurs (du n° 1 au n° 100) pour voir s'il concerne une communication en cours de réception ou d'émission de signalisation. Dans ce cas, à un endroit déterminé de l'enregistreur, il trouve l'adresse du programme spécifique à exécuter. Dans le cas contraire, il passe au suivant.

Lorsque le dernier enregistreur a été « vu », le moniteur lance un programme de « supervision », qui a pour objet de surveiller les communications déjà établies pour lesquelles aucun enregistreur n'est affecté et il détecte ainsi les événements caractéristiques que sont le décrochage du poste demandé ou les fins de communications. Ces événements ne demandant qu'un temps de réponse proche de 400 ms, à chaque cycle le programme ne supervise qu'un quarantième des communications établies. Il rend ensuite le contrôle au moniteur qui lance les programmes lents.

4.2.2. Les programmes lents. — Ce sont les programmes d'analyse et de recherche essentiellement utilisés pour donner des ordres aux périphériques et pour traiter leurs réponses. À chaque cycle fondamental de 10 ms, une partie des enregistreurs est passée en revue suivant une procédure analogue à celle des programmes rapides, et ce, jusqu'à l'arrivée du top d'horloge. À plein trafic, environ un dixième des enregistreurs est testé toutes les 10 ms ; ainsi, en programme lent, chacun est vu au moins une fois toutes les 100 ms. Ces cadences permettent aux centraux Périclès d'être compatibles avec tous les types de centraux électromécaniques en service.

5. UN SYSTÈME DE COMMUTATION TEMPORELLE : PLATON

Platon est un système de commutation temporelle intégrée, de moyenne capacité, destiné à automatiser des zones à faible densité d'habitation. Le premier central de ce type a été mis en service à Perros-Guirec (Côtes-du-Nord) en 1969 (fig. IX-13).

A - 64 voies ... 2 MHz
B - 32 voies ... FH 2 000 MHz
C - 64 voies ... 500 kHz
D - 64 voies ... 2 MHz

Fig. IX-13 — Implantation du système PLATON dans le groupement de Lannion
C.U. : centre urbain temporel — C.N. : centre nodal — C.T.I. : centre de traitement des informations

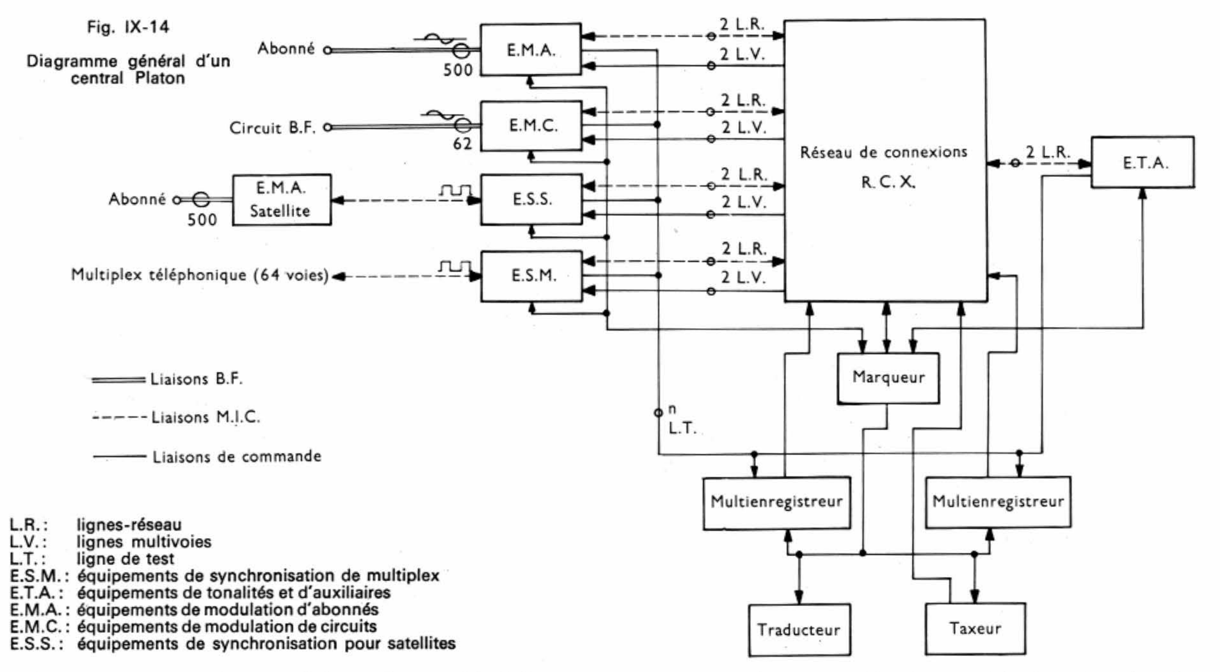


Fig. IX-14
Diagramme général d'un central Platon

L.R.: lignes-réseau
L.V.: lignes multivoies
L.T.: ligne de test
E.S.M.: équipements de synchronisation de multiplex
E.T.A.: équipements de tonalités et d'auxiliaires
E.M.A.: équipements de modulation d'abonnés
E.M.C.: équipements de modulation de circuits
E.S.S.: équipements de synchronisation pour satellites

La structure du système est à deux niveaux (V. ci-dessus, § 2.2) ; elle repose sur une unité de base constituée par un ensemble de centres de commutation groupés autour d'un centre de traitement des informations (C.T.I.) Celui-ci exerce sur eux un contrôle permanent sans toutefois participer directement aux opérations courantes de la commutation automatique. La figure IX-14 montre les parties principales d'un centre de commutation Platon, dont le réseau de connexions R.C.X. est décrit au chapitre 6.

5.1. Les unités de sélection. — Les unités de sélection sont des organes périphériques destinés à raccorder et à adapter les abonnés et les circuits au réseau de connexions numérique temporel (V. chap. 6).

Les unités de sélection elles-mêmes comprennent :

1° les équipements de modulation d'abonnés qui concentrent cinq cents lignes d'abonnés sur deux lignes-réseau de trente-deux voies temporelles chacune ;

2° les équipements de modulation de circuits qui répartissent, sans concentration, soixante-deux circuits sur deux lignes-réseau de trente-deux voies temporelles chacune ;

3° les équipements de synchronisation pour satellites qui constituent la partie locale d'une liaison M.I.C. avec un équipement de modulation d'abonné-satellite éloigné ;

4° les équipements de synchronisation de multiplex qui permettent de se raccorder à des systèmes M.I.C. à trente-deux voies conformes aux spécifications de la C.E.P.T. (V. ci-dessus, § 2.3) ;

5° les équipements de tonalités et d'auxiliaires qui groupent un certain nombre d'organes tels que générateurs de tonalités, générateurs de fréquences, récepteurs de fréquences, etc.

La figure IX-15 résume les principales opérations réalisées dans une unité de sélection ; elles concernent le signal téléphonique et la signalisation.

Le traitement du signal téléphonique revêt deux aspects très différents selon que l'unité dessert des lignes pour signaux de basses fréquences ou des liaisons M.I.C. Dans le premier cas, il consiste à échantillonner, multiplexer temporellement le signal téléphonique dans un sens de transmission et à réaliser les opérations inverses dans l'autre sens. Dans le second cas, il consiste essentiellement à resynchroniser les informations entrantes par rapport à l'horloge locale (cette opération est nécessitée par l'asynchronisme des différents centres).

Le traitement de la signalisation présente deux aspects complémentaires : exploration et distribution. Quel que soit son type, l'unité de sélection sert à la détection des signaux d'engagement (prise, décrochage) et de dégagement (raccrochage). Ces événements sont transmis aux multienregistreurs par un canal sémaphore interne transitant par la logique de commande et les marqueurs. D'autre part, pendant toute la durée de la communication, l'unité envoie aux multienregistreurs, par l'intermédiaire de lignes de test, tous les signaux nécessaires à l'exécution des opérations de commutation, qu'il s'agisse de l'état des joncteurs reliés aux différentes voies temporelles ou des messages reçus sur les canaux sémaphores externes.

Grâce à la distribution, les signaux émis par les multienregistreurs sont transformés en actions matérialisées soit par la commande de relais dans les joncteurs, soit par la transmission des messages sur un canal sémaphore après adjonction d'éléments binaires de redondance. Les commandes destinées aux joncteurs sont émises sur des lignes multivoies dans lesquelles chaque voie correspond à un joncteur. Engendrées dans les équipements de tonalités et d'auxiliaires, ces commandes transitent par le réseau de connexions. Cette disposition, rendue possible par le fait que ce réseau est sans blocage, permet une centralisation économique des auxiliaires.

5.2. Les multienregistreurs. — Les multienregistreurs se présentent sous la forme de petits calculateurs spécialisés pour la téléphonie ; ils fonctionnent en partage de trafic, en liaison avec tous les autres organes du central (soit directement, soit par l'intermédiaire de marqueurs). Une mémoire circulante, constituée de lignes à retard à magnétostriction, sert de mémoire de travail et contient soixante-dix enregistreurs de trois cent vingt éléments

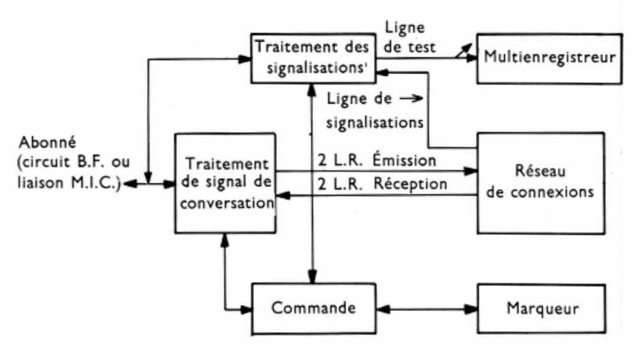


Fig. IX-15 — Fonctions principales d'une unité de sélection

binaires chacun. Le temps de cycle de l'ensemble est de 8,25 ms. La mémoire programme est exploitée uniquement en lecture et se présente sous la forme d'une mémoire à couplage inductif d'une capacité de mille mots de trente-six éléments binaires. Une partie logique assure le traitement périodique de tous les mots-enregistreurs, traitement qui s'étale sur une ou deux séquences de 125 μs.

5.3. Les périphériques des multienregistreurs. — Les marqueurs assurent la liaison avec les unités de sélection, le réseau de connexions et l'organe de contrôle; ils constituent une plaque tournante pour les informations de commande. Ils sont au nombre de deux pour des raisons de sécurité.

Le traducteur est un organe de mémoire de masse à magnétostriction; il fournit au multienregistreur toutes les informations nécessaires concernant les abonnés et les circuits. En cas de panne, il est remplacé par l'organe de contrôle qui assure les échanges de messages entre les multienregistreurs et les centres de traitement des informations où sont doublés les fichiers des abonnés et des circuits.

Le taxeur a pour rôle de fournir le nombre de taxes de base à porter au compte de l'abonné demandeur; en fin de communication, par l'intermédiaire de l'organe de contrôle, ce résultat est transmis au centre de traitement des informations. Un taxeur est constitué essentiellement par des mémoires à magnétostriction, dans lesquelles, à chaque communication établie, est affecté un mot taxeur. En cas d'indisponibilité du centre de traitement des informations, les imputations sont enregistrées localement sur ruban perforé. En cas de panne du taxeur, la relève est assurée par le centre de traitement des informations.

L'organe de contrôle réalise toutes les opérations d'échange entre le centre de commutation et le centre de traitement des informations avec lequel il est relié par une ligne de transmission de données à grande vitesse. Par ailleurs, grâce à cet organe, chacun des ensembles du centre peut être placé dans les états suivants: service normal, indisponibilité (l'organe n'accepte plus alors de nouvelles tâches, mais termine celles en cours), hors service (l'organe est isolé du reste du central sauf de l'organe de contrôle), test.

5.4. Le centre de traitement des informations. — Relié aux différents autocommutateurs du groupement, le centre de traitement des informations est un centre de calcul utilisé pour automatiser et centraliser l'exploitation et la maintenance, ainsi que pour suppléer aux défaillances des traducteurs ou taxeurs défectueux.

Les charges d'exploitation sont essentiellement des modifications de fichiers d'abonnés et de circuits (cela se traduit par des mises en mémoires dans les traducteurs), des enregistrements de taxation et des observations d'abonnés et de trafic. Les charges de maintenance concernent la télésurveillance des centraux; le but est de localiser rapidement l'organe défaillant, de l'isoler du reste du central et d'avertir le personnel d'exploitation par une impression sur un téléimprimeur. De même, le personnel a la possibilité de mettre un organe en position de test et de lancer l'exécution d'un programme pouvant, dans certaines conditions, donner des précisions utiles pour localiser la faute dans l'organe même.

Par ailleurs, le centre de traitement des informations possède en double toutes les tables des traducteurs des centres de commutation qui lui sont rattachés, ainsi qu'un programme lui permettant de se substituer à un de ces organes en cas de défaillance. Étant donné le flux important des échanges nécessaires, il n'y a possibilité de relève que d'un seul traducteur ou taxeur à la fois.

CHAPITRE X

SYSTÈMES DE COMMUTATION TEMPORELLE

1. DÉFINITION DES SYSTÈMES DE COMMUTATION TEMPORELLE

1.1. Échantillonnage. — Pour reproduire un signal, il n'est pas nécessaire de le transmettre dans sa totalité: il est possible de lui substituer une suite d'impulsions périodiques, appelées *échantillons*. L'amplitude d'un échantillon, correspondant au signal à l'instant *t*, est égale à la valeur du signal à cet instant; la durée d'un échantillon peut être très brève, très inférieure au temps qui sépare deux d'entre eux (fig. X-1). Les impulsions apparaissent ainsi comme modulées en amplitude. Un dispositif d'intégration, par exemple, un filtre passe-bas (V. t. 1, Électronique, chap. 12), permet de reconstituer le signal original à partir de ces impulsions (fig. X-2). La théorie et l'expérience montrent que la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure au double de la fréquence la plus grande du spectre du signal à transmettre. Pour les signaux téléphoniques, les fréquences étant comprises entre 300 et 3 400 Hz, l'échantillonnage se fait le plus souvent à une fréquence de 8 kHz. Des échantillons, prélevés toutes les cent vingt-cinq microsecondes, suffisent pour reconstituer fidèlement un signal.

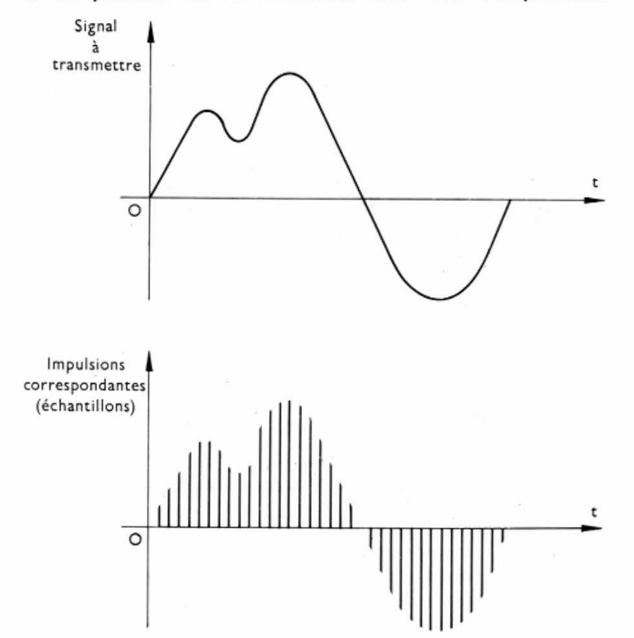


Fig. X-1 — Les impulsions ont été représentées par des traits verticaux

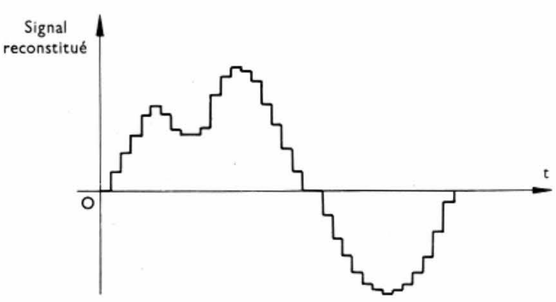


Fig. X-2 — Après intégration, le signal obtenu à partir des impulsions est équivalent à la somme du signal original et de signaux de fréquence très grande (multiple de la fréquence d'échantillonnage) qui sont éliminés par filtrage

Évidemment, il est possible d'utiliser les temps morts, c'est-à-dire les intervalles de temps compris entre les émissions des échantillons d'un même signal, pour transmettre des échantillons correspondant à d'autres signaux. Ainsi, la même ligne sert pour la transmission de plusieurs voies de signaux : on réalise un véritable *multiplexage dans le temps*. L'intérêt de cette transformation est d'autant plus grand que l'impulsion qui transporte l'information a une durée plus brève par rapport à la période d'échantillonnage. Celle-ci étant égale à 125 µs pour des signaux téléphoniques, en général, on multiplexe 32 ou 24 voies : on dit que la *trame* est de 32 ou 24 voies.

1.2. Quantification. — En réalité, les échantillons que l'on vient de considérer ne sont pas transmis. Dans un premier temps est réalisée une opération appelée *quantification ;* en simplifiant, on peut dire qu'elle consiste à remplacer chaque impulsion par un nombre. En effet, la valeur la plus voisine de l'amplitude de chaque impulsion est choisie parmi une suite de valeurs discrètes, prédéterminées, et cette valeur est exprimée en *numération binaire* (V. t. 2, Informatique, chap. 1). Cela permet de la représenter par une suite d'impulsions électriques (pour figurer les 0 et les 1 composant le nombre) et ce sont ces impulsions qui sont transmises : c'est la *modulation par impulsions codées* (M.I.C. ou système M.I.C.). La suite des opérations nécessaires est décrite par les figures X-3 et X-4.

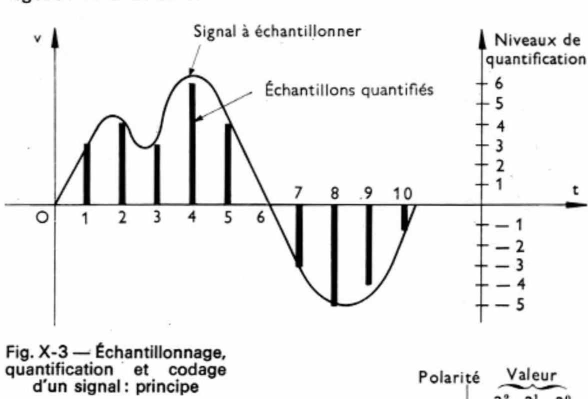
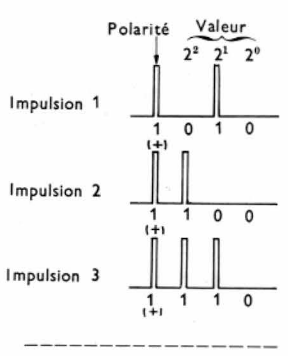
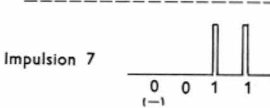


Fig. X-3 — Échantillonnage, quantification et codage d'un signal : principe



Train de 4 éléments binaires (ou bits) émis à la place du signal à quantifier



La quantification qui ne semble pas, à première vue, être une simplification (elle conduit à remplacer une impulsion par une série d'impulsions), présente cependant de nombreux avantages. Tout d'abord, les risques de dégradation du signal sont éliminés : l'utilisation d'impulsions, dont *il suffit de détecter la présence* (et non l'amplitude), évite l'accumulation des erreurs et la légère distorsion, due à la conversion analogique-numérique aux deux extrémités de la ligne, est sans inconvénient. Par ailleurs, la mise en mémoire des informations, sous forme numérique, est facilement réalisable et les problèmes posés par la diaphonie sont simplifiés. De plus, il est ainsi possible de traiter de façon identique les signaux téléphoniques et les informations numériques de natures diverses : signaux télégraphiques, données, images codées, etc. Évidemment, les lignes utilisées doivent comporter des régénérateurs d'impulsions à la place des amplificateurs linéaires qui équipent normalement les lignes de transmission.

Les deux opérations d'échantillonnage et de quantification sont réalisables avec des systèmes de commutation temporelle dite *intégrée*, car commutation et transmission se font sur des signaux de même nature, en l'occurrence des signaux dits M.I.C.

1.3. Diagramme général. — Le diagramme des systèmes de commutation temporelle répond à la forme générale représentée très schématiquement sur la figure X-5. Les signaux de conversation, transmis au moyen

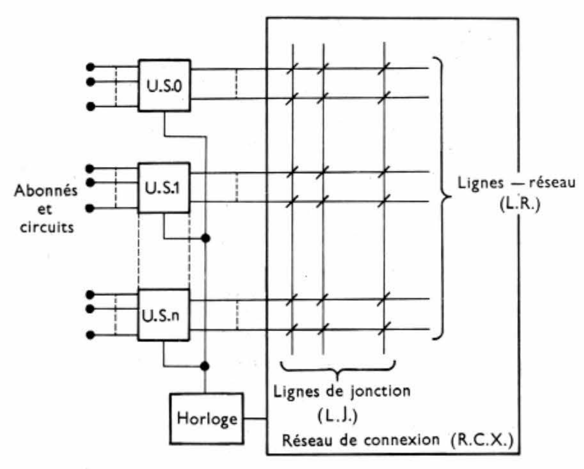


Fig. X-5 — Diagramme général d'un système de commutation temporelle (U.S.n unité de sélection de numéro n)

des lignes d'abonnés et des circuits de liaison entre centres de commutation, sont groupés dans des *unités de sélection* (*US*) et dirigés vers des *lignes multivoies temporelles* appelées *lignes-réseau* (*LR*). La périodicité de l'échantillonnage, sa durée et les instants pendant lesquels il est réalisé sont déterminés par une *horloge* (*H*). Dans le cas de la modulation par impulsions codées, la commutation se fait en « quatre fils », c'est-à-dire que les lignes-réseau sont spécialisées en émission ou réception. Pour établir les communications, il est nécessaire de pouvoir relier entre elles les différentes voies temporelles

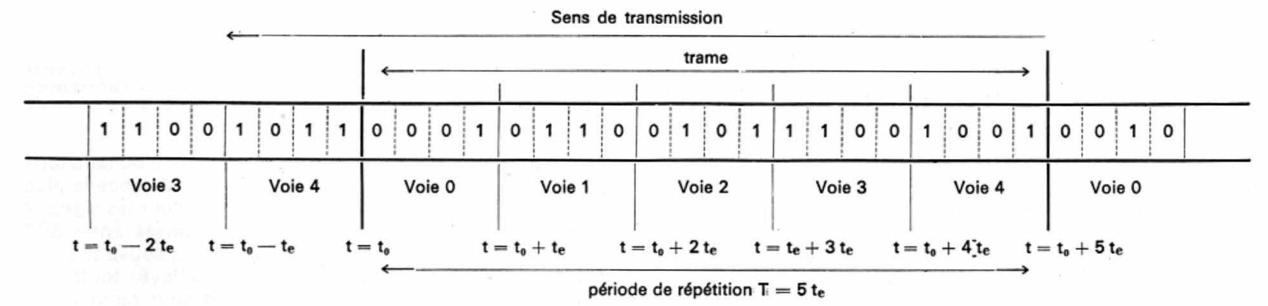
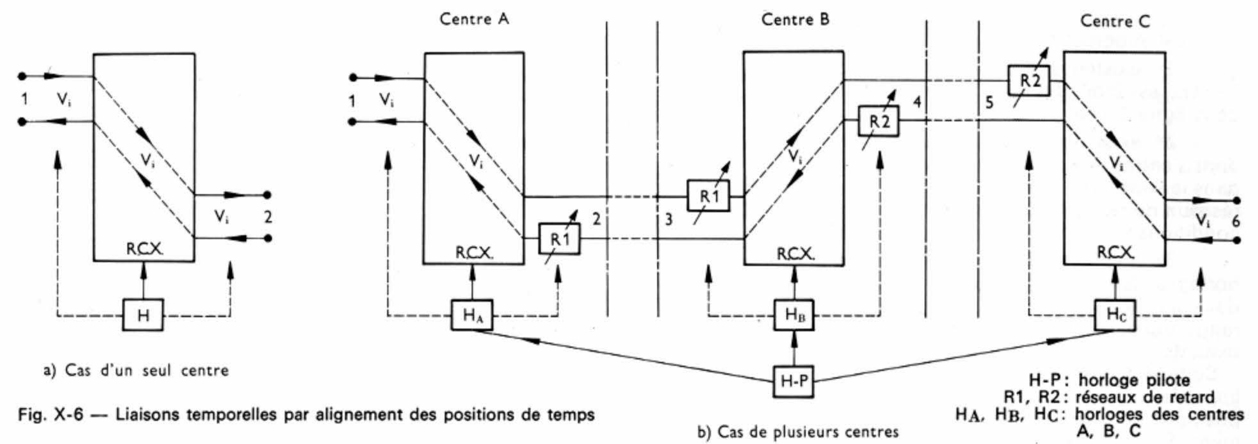


Fig. X-4 — Multiplexage dans le temps de 5 voies temporelles codées sur 4 bits (t_e : temps élémentaire)



a) Cas d'un seul centre

b) Cas de plusieurs centres

Fig. X-6 — Liaisons temporelles par alignement des positions de temps

des lignes-réseau. Cette opération se fait par l'intermédiaire d'autres lignes multivoies temporelles, dites *lignes de jonction* (*LJ*) ; à chaque instant, elles peuvent être mises en communication avec les différentes lignes-réseau au moyen de points de connexion qui, étant donné les vitesses de commutation nécessaires, ne peuvent être établis qu'électroniquement. Dans le système M.I.C., l'établissement d'une communication se traduit d'ailleurs par une double connexion dans le réseau : demandeur-émission sur demandé-réception et demandé-émission sur demandeur-réception.

Les centres de commutation temporelle sont en réalité des systèmes mixtes *spatio-temporels*. L'établissement d'une liaison suppose une double opération :

1° détermination d'un itinéraire spatial, c'est-à-dire d'un ensemble de lignes et de points de connexion constituant le support matériel de la liaison ;

2° sur cet itinéraire « physique », détermination d'une voie temporelle, *intervalle de temps élémentaire* pendant lequel la liaison est effectivement réalisable.

On est ainsi conduit à examiner deux problèmes fondamentaux : l'un, lié aux itinéraires physiques, concerne la structure des réseaux ; l'autre, lié aux voies temporelles, concerne la synchronisation des réseaux.

2. PRINCIPES DES LIAISONS TEMPORELLES

Deux méthodes sont utilisées pour réaliser des liaisons temporelles.

2.1. Alignement des positions de temps. — Dans ce procédé, la mise en communication est obtenue en réalisant simplement une continuité électrique entre les deux lignes durant l'intervalle de temps élémentaire choisi. L'établissement d'une communication entre les deux lignes multivoies 1 et 2 (fig. X-6 a) est donc subordonnée à deux conditions :

1° existence de voies temporelles libres aux mêmes instants (on dit qu'elles sont de même rang V_i), à la fois sur la ligne 1, la ligne 2 et sur l'un au moins des itinéraires physiques du réseau de connexions (RCX) qui permettent de relier les lignes ;

2° maintien d'une synchronisation absolue entre les horloges qui déterminent les instants caractéristiques sur les deux lignes : il faut que les voies temporelles de même rang apparaissent toujours rigoureusement au même instant aux extrémités des lignes multivoies en liaison avec le réseau de connexions.

Ces conditions peuvent être remplies sans grande difficulté dans le cas où la communication est localisée à l'intérieur d'un seul centre de commutation. En effet, d'une part, l'itinéraire physique étant réduit au seul réseau de connexions du centre, la probabilité de trouver des voies temporelles, de même rang, inoccupées, peut être rendue relativement grande dans des conditions normales d'exploitation ; d'autre part, la coïncidence est assurée automatiquement car les instants caractéristiques des voies temporelles des divers tronçons sont commandés par la même horloge locale.

Au contraire, dans le cas où la communication emprunte plusieurs centres (fig. X-6 b), le problème est moins simple à résoudre ; il devient rapidement inextricable lorsque le nombre de centres est grand. Cela résulte du fait que *les temps de propagation* entre centres sont la cause de décalages entre les apparitions d'une même voie temporelle aux deux extrémités d'une même ligne. De plus, l'utilisation d'une seule horloge centrale est pratiquement impossible (surtout dans le cas d'un réseau maillé de centres de commutation) et la coïncidence entre voies temporelles de divers tronçons n'est plus assurée automatiquement. Des précautions particulières sont alors nécessaires : par exemple, les horloges des différents centres sont synchronisées entre elles et les temps de propagation pour la liaison entre centres sont ajustés à une valeur égale à un multiple entier de la durée d'un intervalle de temps élémentaire. La synchronisation des horloges peut être réalisée à partir d'une horloge pilote qui commande la fréquence de fonctionnement de toutes les autres. L'ajustage des temps de propagation peut être obtenu par insertion de réseaux de retard. Cependant, si l'itinéraire doit comporter un grand nombre de tronçons, la probabilité de trouver des voies temporelles de même rang, inoccupées, peut devenir extrêmement faible et cela conduit finalement à un très mauvais rendement des lignes multivoies.

2.2. Non alignement des positions de temps. — Avec ce procédé, grâce à l'utilisation de mémoires, il est possible de relier des voies temporelles apparaissant à des instants différents. On distingue les systèmes à *mémoires* dites *séries* et les systèmes à *mémoires* dites *parallèles*.

2.2.1. Systèmes à mémoires séries (fig. X-7). — La liaison est établie par l'intermédiaire de réseaux de retard, placés sur chaque sens de transmission. Les deux réseaux sont complémentaires, celui qui assure la liaison dans le

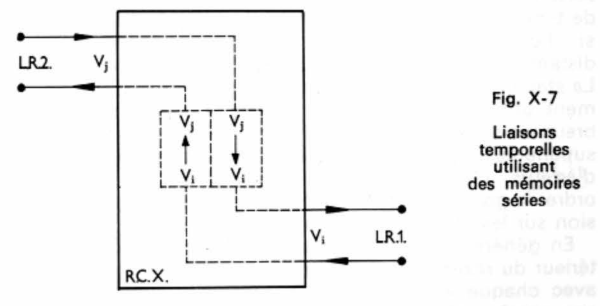


Fig. X-7 Liaisons temporelles utilisant des mémoires séries

sens ligne 1-ligne 2 introduit un retard égal au temps qui sépare les voies temporelles V_i et V_j ($\tau = V_j - V_i$) ; celui qui assure la liaison dans l'autre sens introduit un retard égal à ($V_i - V_j$) = ($T - \tau$), si T est la période de répétition d'une voie temporelle (c'est-à-dire la période d'échantillonnage). Les réseaux de retard sont donc des mémoires qui conservent l'information pendant un temps τ ou ($T - \tau$). Dans ces conditions, l'établissement d'une communication entre deux voies temporelles de rangs diffé-

rents V_i et V_j, inoccupées respectivement sur les lignes 1 et 2, est subordonné aux conditions suivantes:

1° existence d'un réseau de retard égal à τ dont l'entrée est inoccupée en V_i pour établir la liaison dans le sens ligne 1 vers ligne 2;

2° existence d'un réseau de retard égal à $(T - \tau)$, dont l'entrée est inoccupée en V_j, pour établir la liaison dans le sens ligne 2 vers ligne 1 (en fait, généralement, ces réseaux de retard seront couplés de sorte que, si l'une des conditions est remplie, la seconde l'est automatiquement);

3° maintien d'une synchronisation absolue entre les horloges déterminant les instants caractéristiques sur les deux lignes de façon que les voies temporelles de même rang apparaissent toujours rigoureusement aux mêmes instants sur les lignes multivoies.

Cette dernière condition est la même que celle qui est imposée par le procédé précédent (par alignement des positions de temps) et est donc justifiable de même traitement. En revanche, la possibilité d'utiliser des voies temporelles de rangs quelconques, sur les différents tronçons de l'itinéraire, permet une amélioration sensible du rendement des lignes multivoies.

2.2.2. Systèmes à mémoires parallèles. — La liaison entre deux lignes multivoies est réalisée par l'intermédiaire de mémoires-tampons qui permettent de rendre les deux lignes complètement indépendantes. Ces mémoires présentent les caractéristiques suivantes:

— L'enregistrement et la lecture se font sous forme parallèle.

— Les informations transmises par les voies temporelles durant un intervalle de temps élémentaire sont conservées pendant toute la durée de la période de répétition. Chaque mémoire comporte donc autant de points unitaires (pour l'enregistrement d'un bit) qu'il y a d'éléments binaires dans l'information transmise durant chaque intervalle de temps élémentaire.

— Les dispositifs d'enregistrement et de lecture sont complètement indépendants. L'enregistrement, c'est-à-dire la réception des informations, est contrôlé par l'horloge utilisée à l'extrémité émettrice, éloignée de la ligne multivoies « entrante »; la lecture, c'est-à-dire l'émission des informations sur la ligne multivoies « sortante », est contrôlée par l'horloge locale.

Dans ces conditions, la liaison entre deux lignes multivoies peut être établie entre deux voies temporelles de rangs quelconques, sans tenir compte des écarts de fréquence des horloges et des temps de propagation des lignes. Si les horloges sont synchronisées en fréquence, la communication peut être établie sans perte d'information. Au contraire, si les fréquences de fonctionnement sont différentes, il se produit des « erreurs » dont la périodicité dépend directement de l'écart des fréquences. Si l'horloge locale est plus rapide que l'horloge du centre distant, il y a émission répétée d'une même information sur une voie sortante (cette information étant reçue durant un intervalle de temps élémentaire sur une voie entrante). Au contraire, si l'horloge locale est plus lente que celle du centre distant, une information reçue peut ne pas être réémise. La stabilité et la précision des horloges à quartz, généralement utilisées, font que les erreurs sont très peu nombreuses: la période d'apparition des erreurs est 10^4 à 10^5 supérieure à la période d'échantillonnage; le nombre d'erreurs introduites par la commutation est du même ordre de grandeur que celui des erreurs dues à la transmission sur les liaisons entre centres distants.

En général, les mémoires-tampons sont placées à l'extérieur du réseau de connexions (fig. X-8), en association avec chaque ligne-réseau entrante ou sortante. Dans le cas représenté par la figure X-8 a, l'établissement d'une communication entre deux lignes nécessite de disposer de voies temporelles inoccupées (V_i sur la ligne 1, V_j sur la ligne 2) et est subordonné aux conditions suivantes:

1° existence d'une voie V_i, inoccupée sur la sortie de la mémoire-tampon insérée sur la paire entrante de la ligne 2 et sur les deux éléments disponibles du réseau de connexions (cela permet d'établir la liaison dans le sens ligne 2 vers ligne 1);

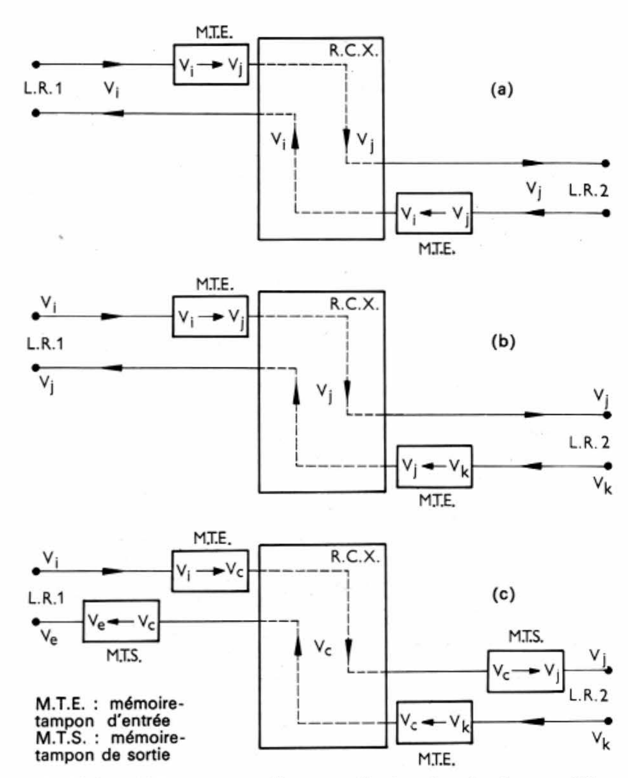


Fig. X-8 — Liaisons temporelles par utilisation de mémoires parallèles

2° existence d'une voie V_j inoccupée sur la sortie de la mémoire-tampon insérée sur la paire entrante de la ligne 1 et sur les éléments disponibles du réseau de connexions (cela permet d'établir la liaison dans le sens ligne 1 vers ligne 2). La communication ainsi établie emprunte deux voies temporelles différentes pour les deux sens de transmission à l'intérieur du réseau de connexions.

Une autre disposition (fig. X-8 b) utilise deux voies temporelles de même rang. Dans une troisième (fig. X-8 c), on utilise des mémoires-tampons de sortie en plus des mémoires-tampons d'entrée.

3. STRUCTURES GÉNÉRALES DES RÉSEAUX DE CONNEXIONS « TEMPORELS »

Les réseaux de connexions utilisés en commutation temporelle peuvent être fondamentalement de deux types: série ou parallèle; on va considérer le cas d'exploitation le plus simple qui procède par alignement des positions de temps.

3.1. Structure série. — Dans cette structure, pendant toute la durée d'un intervalle élémentaire (fig. X-9), les voies temporelles V_i des lignes-réseau *LR* 1 et *LR* 2 sont mises en communication grâce à la fermeture simultanée des deux paires de points de connexion commutables entre les lignes *LR* 1 — *LJ* 1 et *LR* 2 — *LJ* 1. Les éléments binaires, transmis en série sur ces voies temporelles, passent ainsi directement de *LR* 1 à *LR* 2 et inversement, à travers la ligne de jonction *LJ* 1. La connexion est périodique et sa période est égale à celle de la réception de chaque voie temporelle; elle est réalisée au moyen d'une mémoire de commande. Dans celle-ci, à chaque voie temporelle de la ligne de jonction, est associé un mot contenant les adresses des points de connexion *A* et *B* à débloquer. Les mots de la mémoire de commande sont « lus » l'un après l'autre, de façon cyclique (un nouveau mot est lu durant un temps élémentaire) et, selon le contenu de ce mot, des impulsions de commande sont envoyées vers les points de connexion convenables. Il en résulte que les lignes de jonction sont de même nature que les lignes-réseau; en particulier, elles comportent le même nombre de voies temporelles et le même nombre de conducteurs (deux pour chaque sens).

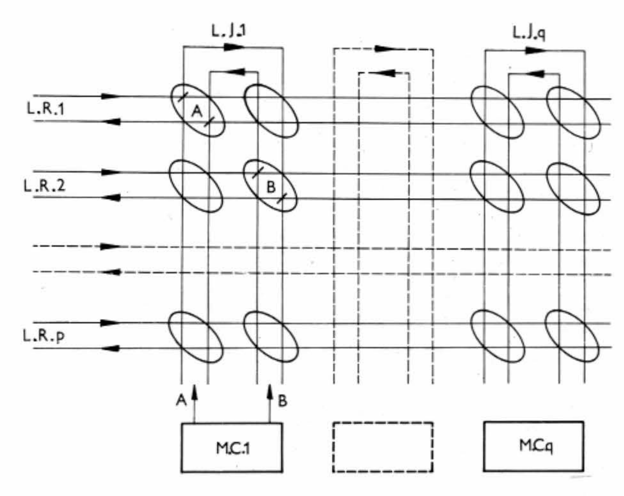


Fig. X-9 — Structure d'un réseau de connexions temporel de type série (M.C. : mémoire de commande ; L.J. : ligne de jonction ; L.R. : ligne-réseau)

La structure série du réseau de connexions convient particulièrement bien aux systèmes procédant par alignement des positions de temps, ainsi qu'aux systèmes sans alignement qui comportent des mémoires dites séries.

3.2. Structure parallèle. — Des convertisseurs (fig. X-10) sont insérés sur chaque ligne-réseau et assurent les transformations série-parallèle ou parallèle-série. Dans les organes de connexion du réseau, les *n* éléments binaires, reçus durant un intervalle de temps élémentaire, sont

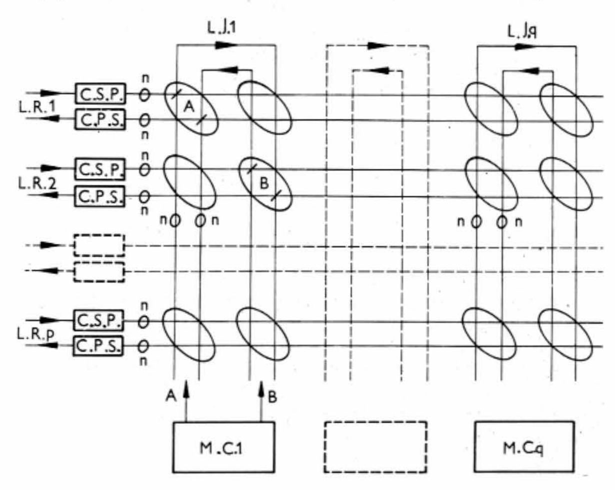


Fig. X-10 — Structure d'un réseau de connexions temporel de type parallèle (C.S.P. : convertisseur série-parallèle ; C.P.S. : convertisseur parallèle-série)

transmis simultanément sur *n* lignes séparées. Les voies temporelles V_i de lignes-réseaux *LR* 1 et *LR* 2 sont mises en communication par la fermeture simultanée des deux groupes de *n* paires de points de connexion commutables entre les lignes *LR* 1 — *LJ* 1 et *LR* 2 — *LJ* 1 (sous le contrôle d'une mémoire de commande) pendant la durée d'un intervalle de temps élémentaire. Les lignes de jonction possèdent donc *n* fois plus de conducteurs que les lignes-réseau, mais le même nombre de voies temporelles. Pour cette raison, la vitesse de transmission sur les lignes de jonction peut être *n* fois plus faible que sur les lignes-réseau. Cependant, cette vitesse peut être égale ou même supérieure à celle des lignes-réseau en faisant une concentration temporelle de celles-ci, c'est-à-dire à l'aide d'un multiplexage dans le temps, sur des lignes à plus grand nombre de voies ayant seules accès au réseau. On peut aussi (V. ci-après, § 3.3.2) profiter de ce que le temps nécessaire à une communication est $\frac{t_e}{n}$ pour diviser la durée t_e de chaque temps élémentaire de la ligne-réseau en *kn* nouveaux temps élémentaires sur la ligne de jonction (k_n = Cte). Ainsi, quelles que soient les communications déjà établies, on a accès de chaque voie temporelle V_i libre d'une ligne-réseau à n'importe quelle voie libre des *kn* lignes-réseau avec simplement une seule ligne de jonction (fonctionnant à une vitesse *k* fois plus grande qu'une ligne-réseau). On réalise ainsi, avec très peu de points de connexion, des réseaux sans blocage et de capacité relativement importante.

La structure parallèle convient bien aux systèmes qui procèdent sans alignement des positions de temps et qui utilisent des mémoires parallèles. En effet, dans ce cas, les convertisseurs série-parallèle peuvent être avantageusement intégrés aux mémoires-tampons. Pour ces mêmes systèmes, on peut d'ailleurs envisager des solutions mixtes parallèle-série (fig. X-11) dans lesquelles les convertisseurs série-parallèle (CSP) et parallèle-série (CPS) sont intégrés aux mémoires-tampons.

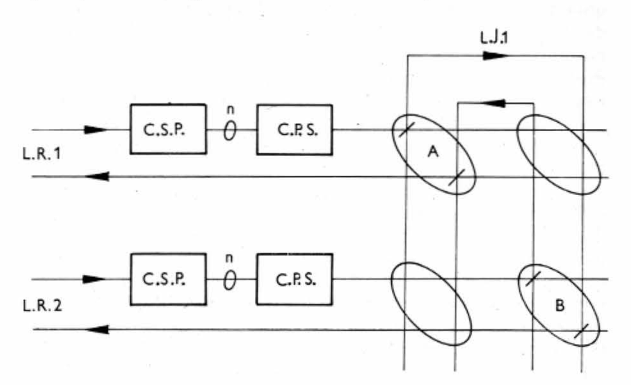


Fig. X-11 — Détail de la structure d'un réseau de connexions temporel de type parallèle-série

3.3. Exemple : le système Platon. — Le système Platon est un système français de commutation téléphonique électronique à réseau temporel (V. chap. 9). C'est la commutation sans alignement des positions de temps qui est utilisée ; le réseau de connexions est à structure parallèle sans blocage (fig. X-12).

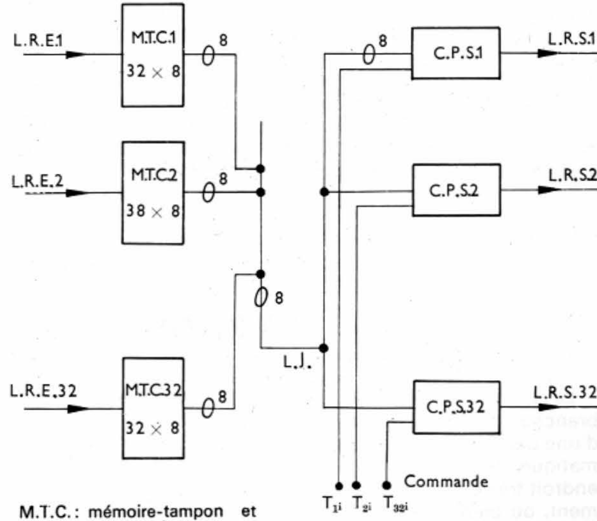


Fig. X-12 — Structure du réseau temporel Platon

3.3.1. Échantillonnage et codage. — La fréquence d'échantillonnage du signal téléphonique est égale à 8 kHz. Chaque ligne-réseau comporte trente-deux voies temporelles : la période d'échantillonnage, de 125 µs, est donc divisée en trente-deux intervalles de temps élémen-

taires (t_0 à t_{31}), chacun de durée voisine de 4 µs. Chaque intervalle de temps élémentaire est lui-même partagé en huit instants caractéristiques (ω_0 à ω_7) dont la durée est voisine de 0,5 µs; cela permet de transmettre un train de huit impulsions dans chaque voie. La vitesse de transmission sur les lignes-réseau est donc de (32 × 8) éléments binaires toutes les 125 µs, soit 2,048 mégabits.

3.3.2. Fonctionnement général. — Les paires entrantes des lignes-réseau sont reliées à des mémoires-tampons dites de conversation, dont la capacité est égale à trente-deux mots de huit éléments binaires. Les trains d'impulsions sont enregistrés en parallèle grâce à un convertisseur série-parallèle placé à l'entrée de la mémoire. Si la ligne-réseau est reliée à un équipement de modulation local, l'enregistrement dans la mémoire-tampon est réalisé sous le contrôle de l'horloge locale. Si la ligne assure la liaison avec un autre centre, l'enregistrement est fait sous le contrôle de l'horloge du centre distant. Pour cela, une combinaison particulière d'impulsions est transmise par la voie V_0 de chaque trame: c'est la voie de synchronisation de trames (donc seules les voies V_1 à V_{31} servent aux communications). Le type de mémoire-tampon utilisé dans Platon est une mémoire électronique en circuits intégrés. Chaque boîtier de circuits comporte seize points unitaires: il faut donc seize boîtiers par ligne-réseau entrante.

Toutes les sorties des mémoires-tampons, ainsi que toutes les entrées des convertisseurs parallèle-série disposés sur les paires sortantes des lignes-réseau, sont reliées à une ligne de jonction unique constituée de huit lignes, une par élément binaire. Les transferts des contenus des mémoires-tampons (MTC) vers les convertisseurs des lignes sortantes (CPS), à travers la ligne de jonction, sont réalisés sous le contrôle de la mémoire de commande qui est une mémoire circulante du type série (registre à décalage) comportant mille vingt-quatre mots. La période de circulation est de 125 µs; sous le contrôle de l'horloge locale, ce cycle est divisé en mille vingt-quatre instants de transfert (T_{pi}) d'environ 120 ns chacun. À chacun de ces instants T_{pi} correspond l'introduction de huit éléments binaires dans le convertisseur de la ligne-réseau p; ils seront émis sur la voie temporelle $(i + 1)$ de cette ligne: l'adresse du mot des mémoires-tampons où ces huit bits ont été lus se trouve dans le mot de la mémoire de commande lu à l'instant T_{pi}, les mille vingt-quatre instants de transfert correspondant à trente-deux voies temporelles et trente-deux lignes-réseau. Ainsi, tant que le nombre des lignes-réseau raccordés ne dépasse pas trente-deux, ce réseau est sans blocage. En fait, la durée d'une voie temporelle i n'est pas divisée en trente deux instants de transferts, mais en trente-trois: les instants T_{1i} à T_{32i} servent effectivement aux transferts vers les lignes-réseau 1 à 32, les instants T_{0i} servant à l'inscription des informations arrivant dans les mémoires-tampons afin d'éviter les lectures et écritures simultanées dans les mémoires-tampons. Quant à la vitesse de transmission sur chacune des huit lignes utilisées pour la jonction, elle est de mille vingt-quatre bits toutes les 125 µs, soit 8,192 mégabits.

Le réseau de connexions temporel de Platon est équivalent à un réseau de connexions purement spatial, sans blocage, ayant mille vingt-quatre abonnés (c'est-à-dire avec mille vingt-quatre entrées et mille vingt-quatre sorties nécessitant 1 024 × 1 024, soit près d'un million de points de connexion commutables). Dans Platon, le même résultat est obtenu avec cent vingt-huit points par ligne-réseau, soit pour les trente-deux lignes-réseau: 128 × 32 = 4 096 points de connexion, qui n'ont d'ailleurs pas besoin d'être commutables. Il est vrai que cela nécessite des mémoires et des organes fonctionnant à de grandes vitesses.

4. INTÉRÊT DES SYSTÈMES TEMPORELS

Si la constitution de systèmes synchrones, peu étendus, peut être envisagée, il semble beaucoup plus simple et plus sûr de constituer des réseaux importants avec des systèmes asynchrones car, ainsi, les divers centres de commutation sont totalement indépendants les uns des autres. Sans doute cette indépendance ne peut-elle être obtenue qu'au prix d'un certain taux « d'erreurs » de transmission, mais il peut être rendu suffisamment faible pour ne pas avoir d'inconvénients.

Par nature, les systèmes temporels présentent d'autant plus d'intérêt que la concentration temporelle des communications est plus importante. Plus elle est poussée et plus le nombre des éléments de connexion nécessaires diminue (mais plus la vitesse de fonctionnement doit être grande). L'utilisation de circuits intégrés permet une telle concentration temporelle et alors le nombre des éléments de connexion est assez réduit pour que des réseaux « sans blocage » (c'est-à-dire offrant la possibilité d'exploiter toutes les lignes multivoies entrantes avec un rendement de 100 %) puissent être aisément définis, même pour des centres de capacité importante. Par ailleurs, la concentration temporelle conduit également à une extrême simplicité des organes de commande des centres de commutation: ceux-ci n'ont plus à assurer la commande de réseaux de connexions de structures complexes comme le sont les réseaux de commutation spatiale à points de connexion électromécaniques ou même électroniques.

La complexité des systèmes temporels au niveau des équipements propres à chaque ligne d'abonné ne constitue pas un grave inconvénient, compte tenu des possibilités de transmettre, en plus des signaux téléphoniques, des signaux numériques et des signaux analogiques. Les systèmes temporels sont probablement la solution aux problèmes des télécommunications pour la fin de notre siècle et le début du suivant.

CHAPITRE XI

TRANSMISSION DE DONNÉES

La téléinformatique est née de la rencontre de deux branches sœurs de l'électronique: les télécommunications, d'une part, et l'informatique, d'autre part. En effet, en informatique, les informations peuvent être obtenues en un endroit très éloigné de celui où se trouve l'organe de traitement, ou bien le résultat peut être nécessaire en des lieux éloignés de celui où est réalisé le traitement et il a fallu les transmettre à distance.

On désigne sous le terme général de *données* des informations codées, de caractère numérique, qui constituent le langage des machines. Compte tenu de la représentation de l'information utilisée à l'intérieur des calculateurs, pour les transmetteurs, le message de données se présente comme une suite de symboles binaires représentant, selon l'usage, les chiffres 0 ou 1. Les techniques utilisées en télécommunications pour la transmission de ces informations, d'une nature particulière, forment le domaine de la transmission de données. Sous le terme plus général de téléinformatique, on regroupe l'ensemble des techniques mises en œuvre pour réaliser la transmission des données et pour assurer l'exploitation à distance des ordinateurs.

1. CONSTITUTION D'UNE LIAISON DE TRANSMISSION DE DONNÉES

Dans le cas le plus simple d'une liaison dite point à point (fig. XI-1), la transmission est faite entre une source de données et un récepteur de données, par l'intermédiaire d'équipements de contrôle de transmission et de deux équipements de conversion de signaux, appelés par abus de langage *modems* (modulateur-démodulateur).

Source (émetteur) — Logique de transmission — Modem — Ligne — Modem — Logique — Collecteur (récepteur)
Jonction (V 24) — Jonction (V 24)

Fig. XI-1

La source de données peut être une mémoire de calculateur, un lecteur de cartes perforées ou de bandes perforées ou de bandes magnétiques, un clavier numérique ou alphanumérique, voire un crayon lumineux (*light pen*). Le récepteur de données peut être un perforateur de cartes ou de rubans, un enregistreur sur bandes magnétiques, une imprimante, un écran cathodique (visualisation), etc. Fréquemment, un organe d'émission et un organe de réception (clavier et machine à écrire dans un téléimprimeur) sont associés dans le même appareil. On désigne sous le terme général de *terminal* un appareil utilisable pour envoyer des informations sur une liaison (ces informations étant préalablement enregistrées sur un support ou fournies par l'utilisateur au fur et à mesure que l'émission a lieu) ou pour restituer ces informations à partir des signaux reçus au moyen de la liaison.

Le rôle de la logique de transmission (contrôleur) est d'organiser l'information, afin de permettre sa transmission et d'assurer la détection et, éventuellement, la correction des erreurs. Les fonctions de cette logique peuvent très bien être remplies par un organe appartenant au calculateur lorsque celui-ci figure à l'une des extrémités de la liaison. D'une façon plus précise, ces opérations de gestion de la liaison consistent :

— à mettre sous forme série (c'est-à-dire à la suite des uns des autres) les bits d'information qui se présentent généralement sous forme parallèle (c'est-à-dire simultanément) ;

— à les regrouper selon un certain format ;

— éventuellement à ajouter, d'une part, des informations supplémentaires pour synchroniser émetteur et récepteur, d'autre part, des bits supplémentaires destinés à la protection contre les erreurs.

Ce dernier point mérite quelques explications. On comprend facilement que la nature même de la transmission de données nécessite que la sécurité avec laquelle les messages sont envoyés soit très grande. Pour fixer les idées, on peut dire que le nombre d'erreurs, dues à la transmission, doit être du même ordre de grandeur que celui dû aux équipements de traitement. Si l'on ne peut supprimer toutes ces erreurs, au moins faut-il pouvoir les détecter de façon à ne pas exploiter de messages erronés. Or, les messages étant peu ou pas redondants, les vérifications de vraisemblance sont impossibles. Aussi, pour se protéger contre les erreurs, ajoute-t-on des bits auxiliaires, dits de *redondance* à chaque « bloc » de bits transmis (V. ci-après). À la réception, chaque bloc subit une vérification consistant à examiner si le complément prescrit contient les bits prévus. S'il n'en est pas ainsi, une demande de répétition peut être faite.

À la réception, le contrôleur assure les fonctions inverses : transformation série-parallèle, élimination et interprétation des caractères de fonction, reconstitution des caractères d'information (V. ci-après).

Le rôle de l'équipement de conversion des signaux, ou modem, est de transformer les signaux fournis par la logique de transmission (courant continu) en signaux pouvant être acceptés par la ligne de télécommunications. Des opérations, réalisées sur le signal de données (codage, filtrage, modulation, etc.), adaptent le spectre de fréquences du signal à transmettre aux caractéristiques du canal de transmission utilisé (V. chap. 4). Celui-ci peut être, selon les besoins, soit une ligne téléphonique ou télégraphique raccordée au réseau commuté, soit une ligne spécialisée (deux ou quatre fils) établie en permanence entre deux ou plusieurs terminaux sans emprunter un réseau commuté.

2. JONCTION V 24

Un des problèmes les plus importants qui se posent pour la réalisation d'un réseau de téléinformatique est, sans aucun doute, celui de la compatibilité des divers sous-ensembles constituant le système. Les difficultés à résoudre ce problème sont d'autant plus nombreuses que la diversité des matériels de transmission et de traitement est plus grande. En nous limitant aux seuls paramètres de la transmission, qui constitue le dialogue entre un point central et des points distants, il est important de définir :

— un code de transmission en ligne ;

— une synchronisation caractère (transmission asynchrone ou synchrone) ;

— une protection contre les erreurs (parité croisée, codes cycliques) ;

— une procédure de transmission.

Une des normalisations les plus importantes concerne la *jonction* entre le *modem* et le contrôleur ou le terminal. Cet organe constitue la frontière naturelle entre la partie utilisée pour le traitement et celle réservée à la transmission. Cette jonction par extension, désignée souvent par le mot anglais *interface*, a été définie en commun par l'I.S.O. (*International Standard Organisation*) et le C.C.I.T.T. (Comité consultatif international télégraphique et téléphonique) dans l'avis V24 du C.C.I.T.T. La normalisation adoptée porte sur les signaux échangés, aussi bien en ce qui concerne leur signification que leurs caractéristiques électriques et sur les fils de jonction eux-mêmes (impédances).

En général, pour un *modem* déterminé, le constructeur indique les circuits utilisés et les différents temps de réponse entre circuits correspondants (dans le dialogue qui s'établit entre le terminal et le *modem*, certains signaux sont des réponses à d'autres signaux et ils doivent être fournis dans un délai déterminé). Parmi les circuits les plus importants, il faut retenir ceux qui sont indiqués dans le tableau ci-après (fig. XI-2) ; ils sont pris parmi une liste de trente-quatre circuits d'utilisation générale numérotés de 101 à 134 et de treize circuits, réservés à l'appel automatique, numérotés de 201 à 213. Les signaux échangés sont toujours des signaux binaires définis par la convention suivante :

— potentiel V inférieur à -3 volts : chiffre binaire 1, état « ouvert » ;

— potentiel V supérieur à $+3$ volts : chiffre binaire 0, état « fermé ».

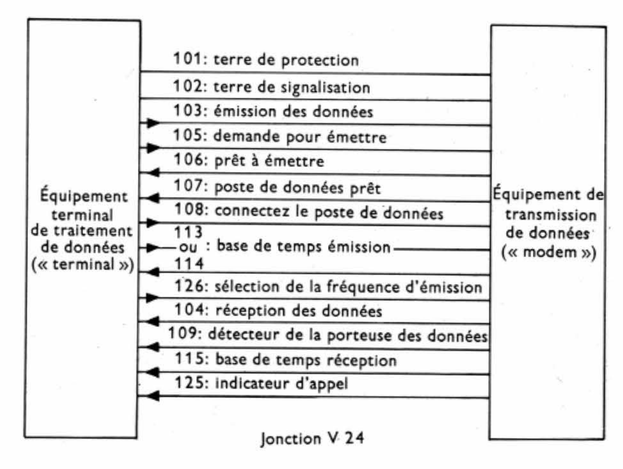


Fig. XI-2

Cette énumération montre bien qu'une jonction est utilisée pour la transmission, non seulement de signaux de données et d'horloge, mais aussi d'informations qui constituent un véritable dialogue entre le terminal (ou l'équipement intermédiaire) et l'équipement de transmission (en particulier pour l'établissement ou la suppression de la liaison de données). Cela conduit à distinguer trois sortes de signaux : les signaux de données (information), les signaux de temps, les signaux de fonction destinés au contrôle respectif du terminal et du *modem*.

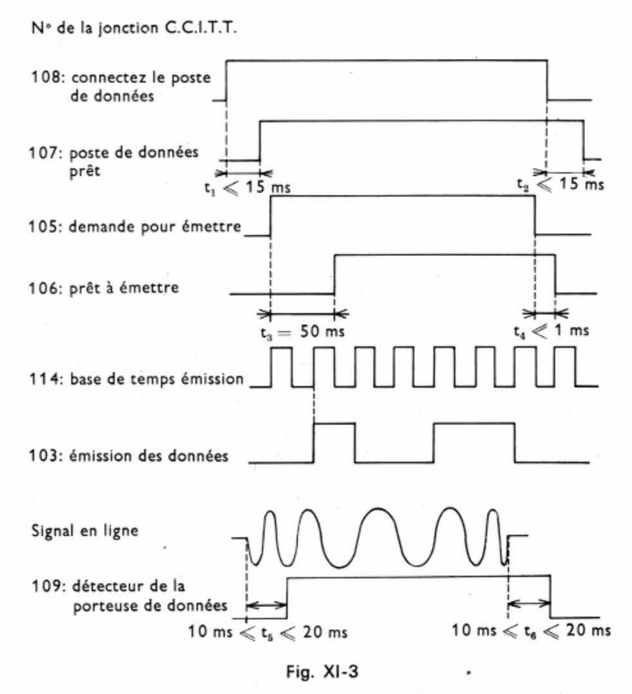


Fig. XI-3

Temps de réponse entre différents circuits de la jonction

À titre indicatif, la figure XI-3 fournit les temps de réponse des différents circuits de l'*interface* dans le cas d'un *modem* 1 200 bauds synchrone.

Le tableau suivant met en évidence l'utilisation de quelques circuits pour l'établissement de la liaison dans le cas d'un réseau de traitement en temps partagé ou *time-sharing*, dont la station centrale est équipée de *modems* à réponse automatique (fig. XI-4).

3. CARACTÈRE ET BLOC

3.1. Caractère. — Un message de données peut être considéré comme une suite d'éléments binaires ou bits (V. t. 2, Informatique, chap. 1), correspondant aux symboles 0 ou 1 qui représentent les caractères alphabétiques et numériques à transmettre. La correspondance établie constitue le *code* de la transmission. Très généralement, en plus des caractères alphanumériques, un code comporte un certain nombre de caractères de fonction ou de commande destinés à la mise en page, à la synchronisation, aux accusés de réception, etc.

Le premier exemple de code utilisé en transmission de données est le *code télégraphique à cinq moments*. Le nombre de combinaisons distinctes serait insuffisant (il est égal à 2^5 soit 32) pour représenter l'ensemble des lettres et chiffres, soit trente-six caractères, si l'on n'utilisait pas deux combinaisons du code à l'inversion chiffres-lettres et à l'inversion lettres-chiffres. C'est ainsi qu'après l'apparition du caractère 11 111, soit « mode lettres », tous les caractères qui suivent sont interprétés comme des lettres. Ce code, normalisé sur le plan international (alphabet interna-

Opérateur | Cadran | Clavier | V 24 | Modem Terminal | Réseau commuté | Modem Calculateur | V 24 | Calculateur

Numérotation — Ligne libre — Oui — Non — Occupé — Réponse automatique — 125 — Ordre émission porteuse — 108 — Émission de porteuse — Réception acoustique porteuse — Clé basculée sur données — 108 — Émission porteuse — Détection porteuse — 109 — Porteuse — Oui — Non — 108 — Libération ligne — 104 — 103 — Enq. — Indicatif — 103 — 104 — Début de procédure Time-sharing

Procédure — Time sharing

Bye — 104 — Libération de la ligne — Libération — 108

Fig. XI-4 — Diagramme simplifié de l'établissement d'une liaison par réseau téléphonique commuté dans un système de time-sharing

tional n° 2), permet alors le codage de vingt-six lettres, vingt-six chiffres et symboles, trois fonctions indépendantes de l'inversion (retour chariot, interligne, espace), l'inversion chiffres et l'inversion lettres.

Ce code, notoirement insuffisant pour beaucoup d'applications de téléinformatique, a été suivi de nombreux autres, mais qui étaient souvent spécifiques d'un constructeur déterminé. En 1963, a été approuvé aux États-Unis un nouveau code, à usage général : le code A.S.C.I.I. (*American Standard Code for Information Interchange*). À quelques modifications près, ce code a été approuvé par le C.C.I.T.T. et l'ISO : il constitue l'alphabet international n° 5. Le code nu est un code à sept moments (sept bits) ; il permet donc cent vingt-huit combinaisons groupées dans le tableau suivant :

Bits b_7					0	0	0	0	1	1	1	1
Bits b_6					0	0	1	1	0	0	1	1
Bits b_5					0	1	0	1	0	1	0	1
b_4	b_3	b_2	b_1	Row \ column	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	NUL	(TC_7) DLE	SP	0	(@)	P		p
0	0	0	1	1	(TC_1) SOH	DC_1	!	①	A	Q	a	q
0	0	1	0	2	(TC_2) STX	DC_2	"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	3	(TC_3) ETX	DC_3	£	3	C	S	c	s
0	1	0	0	4	(TC_4) EOT	DC_4	$	4	D	T	d	t
0	1	0	1	5	(TC_5) ENQ	(TC_8) NAK	%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	6	(TC_6) ACK	(TC_9) SYN	&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	7	BEL	(TC_{10}) ETB	'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	8	FE_0 (BS)	CAN	(	8	H	X	h	x
1	0	0	1	9	FE_1 (HT)	EM	)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	10	FE_2 (LF)	SUB	*	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	11	FE_3 (VT)	ESC	+	;	K	(L)	k	
1	1	0	0	12	FE_4 (FF)	IS_4 (FS)	,	<	L		l	
1	1	0	1	13	FE_5 (CR)	IS_3 (GS)	—	=	M	(1)	m	
1	1	1	0	14	SO	IS_2 (RS)	.	>	N	^	n	—
1	1	1	1	15	SI	IS_1 (US)	/	?	O	—	o	DEL

Code à sept moments ou code nu
Toute position du tableau de code peut être identifiée soit par son écriture binaire, soit par ses numéros de colonne (column) et de ligne (row). Par exemple pour le chiffre 1 : 1 = 0110001 = 3/1

Chaque caractère est formé de sept bits, désignés par $b_1, b_2, \ldots, b_7$; l'élément de poids le plus grand est b_7 et l'élément de poids le plus faible est b_1. Tous les caractères alphanumériques ont été groupés dans les cinq dernières colonnes du tableau ; les caractères majuscules et minuscules ne diffèrent que par le sixième bit.

Deux caractères de fonction, SO (*shift out*) et SI (*shift in*), permettent d'étendre le jeu de caractères : le caractère SO signifie que les combinaisons de code, émises après celui-ci, doivent être interprétées comme étant hors du tableau de code normalisé, jusqu'à ce que se présente le caractère SI (en code). Cependant, échappent à cette règle tous les caractères de commande (colonnes 0 et 1 du tableau) ou le caractère oblitération.

Le code nu est pratiquement toujours utilisé avec un huitième bit, dit de parité, pour la protection contre les erreurs. Le bit n° 8 correspond à une parité paire (nombre pair de 1 par caractère) dans le cas d'une exploitation *avec un système arythmique*, qui comporte des appareils fonctionnant sur bandes perforées ; cela résulte de la possibilité d'effacement (combinaison 7/15) qui entraîne la présence d'une perforation dans toutes les pistes (1 partout). En revanche, la parité impaire est jugée indispensable sur les liaisons exploitées en mode synchrone car, pour maintenir le synchronisme, il faut ménager des transitions dans les signaux (cela dans le cas où la combinaison 1/6 SYNC de l'alphabet ne permet pas d'avoir recours à une solution économique).

Remarque : Bien que le code n° 5 puisse être parfois utilisé avec onze moments par caractère (cas d'une exploitation en mode *start-stop*) il n'en reste pas moins vrai qu'il n'existe pas, pour le moment, de code à plus de huit éléments d'information.

3.2. Bloc. — Même lorsqu'ils sont groupés en caractères, les bits ne sont généralement pas transmis tels quels : ils sont rassemblés préalablement en blocs plus importants (par exemple, par groupes de quelques centaines de bits). Le bloc est donc un ensemble de caractères ou de bits exploité comme un tout par le système de détection et (ou) de correction des erreurs en ligne. Selon le cas, il peut être de longueur constante ou variable ; sa structure interne peut également varier selon qu'il s'agit d'un bloc apparaissant au début ou dans le corps d'un message.

3.3. Traduction. — Pour chaque organe de traitement est prévu un code interne ou code-machine pour la représentation des lettres, chiffres et symboles à l'intérieur de celui-ci. Il faut donc établir une correspondance entre les différents codes externes possibles et le code interne de la machine. Un programme de consultation de table est prévu pour traduire en code-machine, caractère par caractère, tout message exprimé en un code déterminé. Cela ne diminue pas l'intérêt de la normalisation d'un code externe qui devient le langage commun à tous les terminaux et permet de réduire au minimum les opérations de transcodification.

4. CARACTÉRISTIQUES D'UNE LIAISON DE TÉLÉ-INFORMATIQUE

4.1. Sens de transmission. — Le sens normal de transfert de l'information sur la liaison est le sens de la source vers le collecteur : la voie définie ainsi est la *voie principale* ou *voie de données*. Mais pour l'exploitation de la liaison, il est fréquent d'avoir besoin d'une *voie secondaire* ou *voie de contrôle* permettant de transférer des informations dans l'autre sens (à un débit moins grand). Enfin, pour certaines applications, on a besoin d'une voie principale dans chaque sens.

Les trois modes d'utilisation des circuits sont alors :

— le *mode simplex* : un seul sens de transmission est possible (fig. XI-5) ;

— le *mode half-duplex* (semi-duplex) : les deux sens sont possibles mais en alternance (fig. XI-6) ;

— le *mode full duplex* (duplex intégral) : les deux sens de transmission sont possibles simultanément (fig. XI-7).

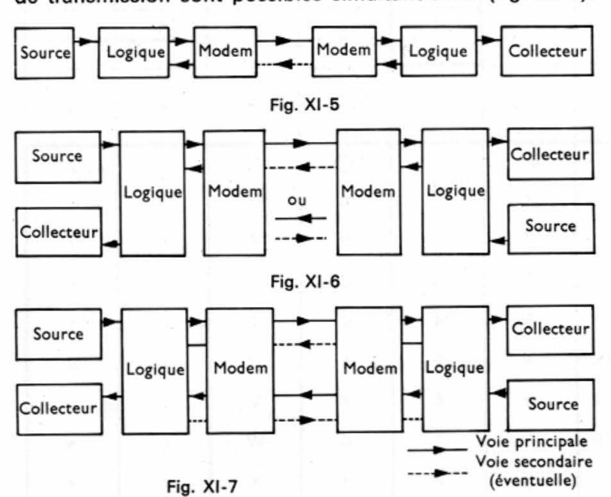


Fig. XI-5

Fig. XI-6

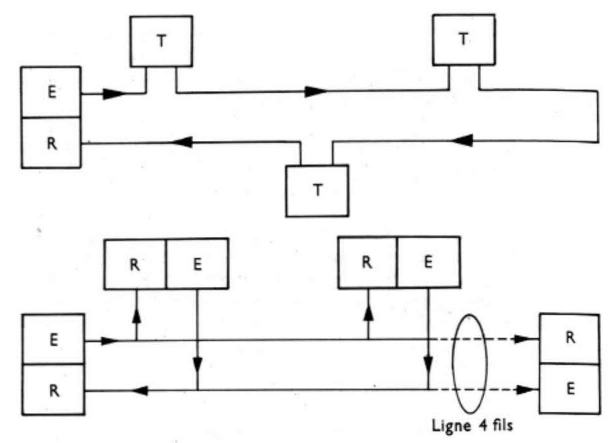
Fig. XI-7

L'utilisation de deux voies de transmission n'impose pas forcément l'installation de deux supports physiques distincts. Par exemple, dans une liaison simplex avec un *modem* 600-1 200 bauds, la voie de retour utilise seulement le bas de la bande téléphonique (partie inférieure du spectre de fréquences) et le même circuit à deux fils sert de support à la voie de données.

Même dans le cas d'une liaison full duplex (bien que la majorité de ces liaisons emprunte des circuits à quatre fils), des *modems* à 200 bauds permettent la transmission dans les deux sens sur la même voie téléphonique ; chaque sens de transmission utilise alors une partie de la bande de fréquences disponible.

4.2. Transmissions « off line » et transmissions « on line ». — Lorsqu'une liaison de téléinformatique est établie sans mettre en jeu un calculateur, c'est-à-dire quand la transmission est réalisée entre des supports intermédiaires, utilisés en entrée ou en sortie locales, on parle de liaison *off line*. Au contraire, si les informations en provenance d'un terminal sont transférées directement dans le calculateur, sans support intermédiaire, on dit que la transmission se fait en ligne ou *on line*. Ce type d'exploitation offre de nombreuses possibilités : l'information peut être simplement enregistrée en mémoire centrale puis traitée en temps différé ou bien, au contraire, l'information transmise peut être immédiatement traitée et un véritable dialogue peut être établi entre l'utilisateur distant et le calculateur.

4.3. Liaisons point à point et liaisons multipoints. — Avec une ligne qui relie deux émetteurs-récepteurs seulement, la liaison est dite point à point. Au contraire, si une même ligne relie un système central à plusieurs terminaux, la liaison est dite multipoints. Dans ce cas, les terminaux peuvent être branchés en série ou en parallèle.



E : émetteur ; R : récepteur ; T : terminal

Fig. XI-8

La seconde configuration est la plus usitée (elle est parfois désignée par l'appellation anglaise *multidrop*). De nombreuses contraintes sont imposées par cette structure : procédure rigide (un seul émetteur éloigné doit fonctionner à la fois), adressage nécessaire des différents terminaux, synchronisation du récepteur central, égalisation des différents tronçons de ligne.

4.4. Rapidité de modulation. Débit binaire. — Sur une ligne, un signal de données se présente sous forme d'une suite de signaux quantifiés en durée et en amplitude. Si T est la durée élémentaire la plus faible d'un tel signal, la rapidité de modulation R est égale à :

$$R = \frac{1}{T}$$

(On exprime R en bauds et T en secondes.)

Ainsi, pour un signal de télégraphie ordinaire ($T = 0{,}02$ s) la rapidité de modulation R est égale à 50 bauds. Mais la quantité d'informations transmise dépend non seulement du nombre de signaux élémentaires échangés pendant le temps de la transmission, mais aussi de l'information contenue dans chaque élément de signal. La théorie de l'information a permis de montrer que, si le nombre d'*états significatifs distincts* d'un signal est égal à n, la quantité d'informations exprimées en bits (V. t. 2, Informatique, chap. 1), contenue dans ce signal, est $\log_2 n$ (du moins si tous les états sont équiprobables, ce que l'on suppose). Le nombre n est appelé *valence* du signal.

Le débit binaire est le nombre de bits transmis par seconde. Pour une transmission série, de valence n, et dans les cas les plus simples, ce débit binaire D est égal à :

$$\boxed{D = R \log_2 n}$$

(On exprime D en bits par seconde et R en bauds).

Dans de nombreuses applications, le signal en ligne est bivalent (télégraphie, modulation de fréquence bivalente des *modems* sur le réseau commuté) et le débit binaire D est numériquement égal à la rapidité de modulation R :

$$n = 2 \Rightarrow D = R$$

(Cette coïncidence est à l'origine de nombreux abus de langage portant sur ce point).

Au contraire, si la valence est égale à 4 (par exemple lorsqu'on transmet quatre phases possibles d'une porteuse), alors D est égal à 2 R. C'est ainsi que, pour la transmission de données à 2 400 bits par seconde, la rapidité de modulation des *modems* recommandés par le C.C.I.T.T. est de 1 200 bauds.

Selon le type d'exploitation de la ligne, on peut parler également de rapidité de transfert de données en caractères ou blocs par seconde. Si l'on tient compte de la protection contre les erreurs et des éléments binaires rajoutés pour la synchronisation-caractère, on peut aboutir à des complications heureusement plus apparentes que

réelles. Ainsi, un téléimprimeur, utilisé à cent dix bauds en mode arythmique et avec le code A.S.C.I.I., transfère seulement soixante-dix bits « utiles » par seconde (dix caractères par seconde, chacun de sept bits « utiles »).

4.5. Transmission série et transmission parallèle. — Jusqu'ici, on a admis que les transmissions étaient de type série, c'est-à-dire que les divers éléments constituant le signal de données étaient transmis successivement. Dans la pratique, il en est presque toujours ainsi. Cependant, il existe un autre type de transmission, encore peu développé en Europe, appelé transmission parallèle : les différents bits constituant un caractère ou un demi-caractère sont transmis simultanément.

Cette sorte de transmission, bien adaptée aux transmissions lentes depuis de nombreux postes émetteurs, de prix modique, vers un poste récepteur central, est normalisée (signal multifréquences). Le signal est composé de deux ou trois fréquences émises simultanément, chacune d'elles étant choisie dans un groupe de quatre fréquences distinctes ; il peut donc prendre soixante-quatre états significatifs distincts. On peut considérer que, pendant un intervalle de temps élémentaire, l'équivalent de quatre ou six bits est transmis mais, dans ce cas, on compte plus volontiers en nombre de caractères par seconde.

4.6. Transmission synchrone et transmission asynchrone. — La notion de transmission d'information n'est pas indépendante de la notion de temps : la voie prend une suite d'états discrets entre lesquels se produisent des régimes transitoires non significatifs. La durée d'un signal élémentaire étant supposée connue, le récepteur est équipé d'une horloge provoquant l'examen de la voie à la fréquence désirée. Toutefois, au début de chaque transmission, cette horloge doit être synchronisée avec celle de l'émetteur de façon que l'échantillonnage soit réalisé aux instants convenables. Cette opération, appelée calage de la phase, peut être faite de différentes façons, selon que la transmission est isochrone ou arythmique. Dans une transmission *isochrone*, l'intervalle entre deux signaux quelconques est toujours un multiple entier de la durée d'un signal élémentaire. Les éléments du signal sont émis à des instants bien déterminés, sous la commande d'une horloge appartenant au *modem* ou au terminal et, pendant la durée de la transmission, le synchronisme est maintenu en permanence entre l'émetteur et le récepteur. Pour cela, on utilise les variations d'état de la voie pour faire un ajustement continu de la phase de l'horloge du récepteur, en prévoyant des transitions systématiques dans le signal transmis (ce qui est toujours possible). Par abus de langage, ce mode de transmission est souvent appelé *mode synchrone*.

Dans une transmission *arythmique* ou *asynchrone*, l'intervalle entre deux signaux quelconques est indépendant de la durée du signal élémentaire. L'exemple le plus courant est celui de la transmission start-stop, dans laquelle les caractères sont émis à des instants quelconques, tandis que les éléments binaires (moments) d'un caractère sont jointifs et transmis en mode « synchrone ». Pour pouvoir échantillonner le signal correctement, des

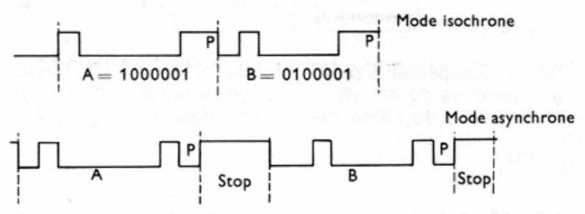


Fig. XI-9 — Les éléments marqués P sont les éléments de parité qui sont différents selon le mode de fonctionnement

signaux de séparation (start au début, stop à la fin) sont ajoutés entre les caractères. Le signal d'arrêt qui sépare deux caractères a une durée variable, dont seule la valeur minimale est déterminée (fig. XI-9).

Les *modems* permettant ces modes de fonctionnement sont assez différents. Dans un *modem* asynchrone, seule est définie la durée minimale entre les transitions du signal d'entrée ; la particularité d'un tel *modem* est donc de transmettre des signaux quelconques, pourvu que la durée minimale entre deux transitions soit supérieure à l'inverse de sa rapidité de modulation maximale. Par exemple, un *modem* 200 bauds transmet correctement des signaux d'une durée minimale de 5 ms. Si le message à l'entrée est du type isochrone, la durée qui s'écoule entre deux transitions successives est un multiple de la durée élémentaire ; le signal peut alors être transmis, soit par un *modem* asynchrone de rapidité de modulation supérieure ou égale au débit binaire du terminal, soit par un *modem* synchrone de rapidité rigoureusement égale au débit terminal. Cette égalité est assurée par la synchronisation des deux équipements, qui peut se faire selon deux méthodes suivant que la base de temps de synchronisation fait partie du terminal ou du *modem*. On trouve donc les trois cas illustrés par la figure XI-10.

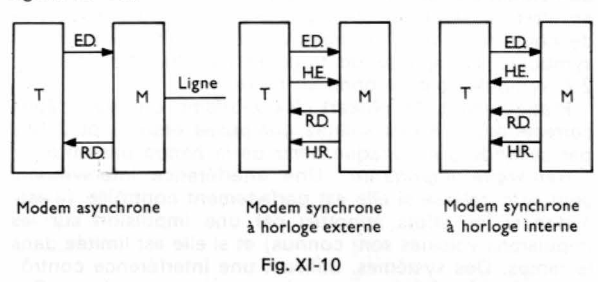


Fig. XI-10

T : terminal ; HE : horloge émission ; RD : réceptions données ; M : modem ; ED : émissions données

5. TRANSMISSION. CODAGE. MODULATION

5.1. Spectre de fréquences d'un signal binaire. — Tout signal de données est caractérisé par son spectre de fréquences (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1). Ainsi, un signal isochrone, pour lequel la probabilité d'avoir une impulsion positive d'amplitude A et de durée T (représentant un bit 1) est égale à la probabilité d'absence d'impulsion (correspondant à un bit 0), est parfaitement défini par son spectre $W(f)$. Il comporte une composante continue, car la valeur moyenne du signal n'est pas nulle et des composantes sinusoïdales dont les fréquences f s'étendent de zéro à l'infini (fig. XI-11). L'amplitude $W(f)$

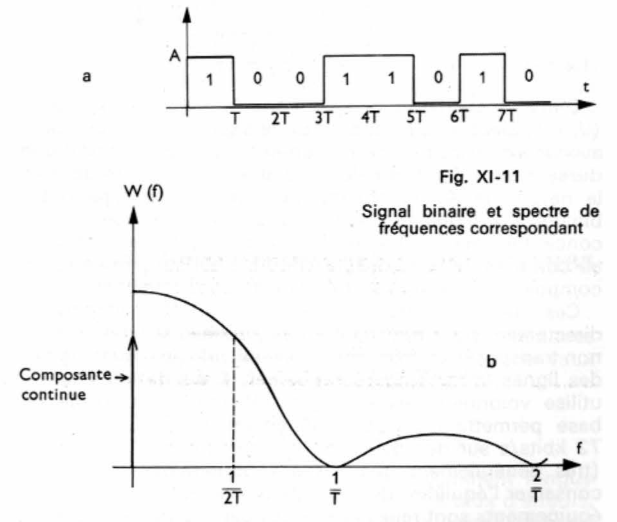


Fig. XI-11

Signal binaire et spectre de fréquences correspondant

de ces composantes est surtout importante lorsque la fréquence f est faible ; la puissance contenue dans le premier lobe du spectre représente alors environ quatre-vingt-dix pour cent de la puissance totale du signal (cela indique l'importance des composantes de basse fréquence pour la reconstitution du signal). Comme la plupart des supports de transmission ont une structure de filtre passe-haut

(V. t. 1, Électronique, chap. 12), il est clair que le signal de données ne pourra pas être transmis tel quel et qu'il faudra lui faire subir préalablement une modulation ou un codage.

5.2. Notions sur la transmission des impulsions : interférence intersymbole, critère de Nyquist. — Un signal de données ayant un spectre infini, il faut limiter la largeur de celui-ci à l'aide d'un filtre approprié avant d'emprunter un support dont la bande passante est limitée. Or, lorsqu'on réduit le spectre de ce signal, cela entraîne un élargissement de l'impulsion et des impulsions, appartenant à des signaux différents, peuvent interférer (ce phénomène est connu sous le nom d'interférence intersymbole ou interférence longitudinale).

Pour l'émission et pour la réception, les filtres sont choisis en veillant à limiter, d'une part, l'interférence entre les symboles et, d'autre part, le bruit à la sortie du filtre de réception. Un résultat important, dû à Nyquist, permet de connaître le débit maximal possible à travers un circuit : en effet, à travers un filtre passe-bas *idéal*, de fréquence de coupure f_c, pour ne pas avoir d'interférence entre les symboles, la rapidité de transmission doit être égale à $2 f_c$ symboles par seconde au maximum.

Pratiquement, la plupart des *modems* ont des débits correspondant à des valeurs comprises entre 1 et 2 bits par seconde pour chaque hertz de la bande passante.

Remarque importante : Une interférence intersymbole peut être tolérée si elle est parfaitement contrôlée (c'est-à-dire si les effets apportés par une impulsion sur les impulsions voisines sont connus) et si elle est limitée dans le temps. Des systèmes, utilisant une interférence contrôlée, ont été mis en œuvre dans certains *modems*. Ces techniques sont dites de réponse partielle (celle du codage duobinaire est la plus connue).

5.3. Codage des signaux de données. — Une transmission sans modulation est dite en *bande de base*. Le codage permet de modifier le spectre du signal et de l'ajuster à la bande passante du circuit; il représente souvent un compromis entre la modification désirée et la déformation du signal qui en résulte et qui rend son interprétation difficile.

La figure XI-12 représente un montage utilisable pour le codage d'un signal de données.

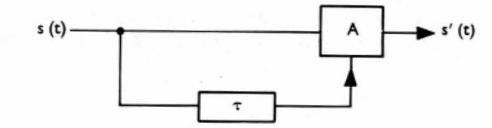


Fig. XI-12

Dans un additionneur ou un soustracteur analogique *A* (V. t. 1, Électronique, chap. 16), le signal *s(t)* est combiné avec le signal $s(t-\tau)$, identique à *s(t)* mais décalé d'une durée τ par rapport à celui-ci. Suivant les valeurs de τ et la nature de *A*, on obtient des codages de type polybinaire ou bipolaire; avec les premiers le spectre est concentré vers les basses fréquences, avec les seconds, au contraire, la composante continue est supprimée et les composantes de basses fréquences sont affaiblies.

Ces méthodes de codage peuvent être employées directement pour transmettre des données sur des circuits non transposés en fréquence; cela est principalement le cas des lignes urbaines ou suburbaines. Dans de tels cas, on utilise volontiers des émetteurs-récepteurs en bande de base permettant un fonctionnement de 2 400 bits/s à 72 kbits/s sur des paires ou des quartes non pupinisées (très généralement quatre fils sont employés). Afin de conserver l'équilibre des circuits utilisés dans le câble, les équipements sont reliés aux lignes par des transformateurs qui jouent le rôle de filtres passe-haut, ce qui favorise les procédés supprimant les composantes de basses fréquences du spectre. Outre les débits très importants qu'ils autorisent à cause de la très large bande passante des circuits empruntés (la largeur de bande d'une paire métallique n'est limitée que par l'affaiblissement toléré vers les hautes fréquences), les équipements de transmission ont l'avantage d'être de réalisation assez simple et donc très économiques.

Exemple de réalisation : modem bipolaire. — Le montage choisi est analogue à celui de la figure XI-12 : *A* est un soustracteur analogique et le retard τ est égal à *T*. Un pilote de synchronisation permet d'ajouter un signal de fréquence égale à $\frac{1}{T}$ (il correspond donc à un zéro du spectre du signal ; V. fig. XI-11). Un précodage très simple est réalisé sur le signal pour faciliter le décodage à la réception : le train binaire incident x_n est transformé en un

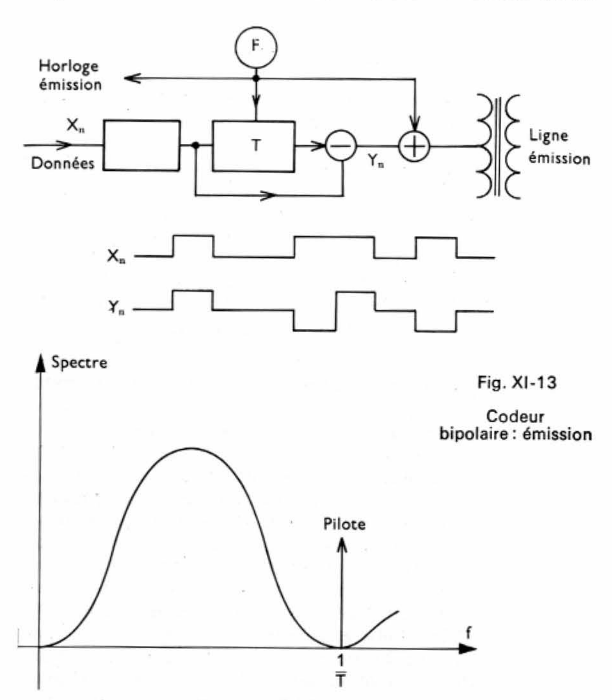


Fig. XI-13
Codeur bipolaire : émission

train ternaire y_n en respectant la règle suivante : tout « zéro » est conservé, les « 1 » sont transformés alternativement en « + 1 » et en « — 1 » (fig. XI-13). À la réception, un égaliseur apporte une correction aux composantes de fréquences inférieures à $\frac{1}{T}$; il est suivi d'un amplificateur et d'un circuit de comparaison. Après redressement, le signal est comparé à celui du pilote qui reconstitue la base de temps (fig. XI-14).

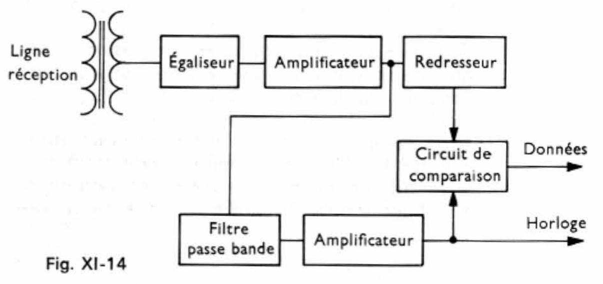


Fig. XI-14

De tels équipements permettent de tolérer des affaiblissements proches de 40 dB, ce qui correspond à 48 kbits/s, à 15 km avec du câble de diamètre égal à 1 mm (câble $\frac{10}{10}$ mm).

5.4. Modulation des signaux de données. — On sait que la modulation consiste à faire varier une des caractéristiques d'un signal porteur auxiliaire en fonction du signal en bande de base. Pour les signaux numériques, comme pour les autres signaux, la modulation peut être linéaire quand on fait varier l'amplitude du signal porteur, ou non linéaire quand on en fait varier la fréquence ou la

phase de celui-ci (V. chap. 3). La comparaison entre les méthodes de modulation est rendue difficile par le nombre de critères qui entrent en jeu ; en effet, on peut prendre en considération tantôt l'économie du procédé, tantôt son efficacité. Toute comparaison n'est donc valable qu'à un instant déterminé, car les résultats dépendent fortement de la technologie.

À l'heure actuelle, les principaux *modems* utilisés autorisent des débits de 200, 600-1 200, 2 400, 4 800 ou 9 600 bits par seconde. Seuls les quatre premiers débits cités correspondent à des matériels normalisés par le C.C.I.T.T. ; les *modems* de plus grande rapidité sont presque exclusivement utilisés sur des lignes louées pouvant bénéficier d'une plus grande diversité.

Exemple de réalisation : le modem 600-1 200 bauds de l'avis V 23 (fig. XI-15). — Il s'agit d'un *modem* asynchrone pouvant fonctionner sur les réseaux commutés avec une rapidité de modulation de 1 200 bauds, mais pour lequel on a prévu une vitesse de repli à 600 bauds si le fonctionnement n'est pas satisfaisant au débit maximal. À l'alternat, le *modem* half-duplex permet un transfert bidirectionnel des informations ; cependant, il peut fonctionner avec des configurations spéciales en full-duplex sur des lignes particulières à quatre fils. Le principe utilisé est celui de la modulation par déplacement de fréquence (F.S.K. = *frequency shift keying*) où, aux deux états 0 et 1 du signal à transmettre, on fait correspondre deux fréquences f_1 et f_2 ; cela correspond à un indice de modulation égal à $m = \frac{f_2 - f_1}{R}$, si R représente la rapidité de modulation.

Jusqu'à 600 bauds, on utilise les fréquences 1 300 Hz et 1 700 Hz ; jusqu'à 1 200 bauds, les fréquences sont 1 300 Hz et 2 100 Hz et, à la rapidité de modulation maximale, l'indice de modulation est égal à 0,66 (très proche de 0,64, valeur théorique optimale pour obtenir un spectre très plat au centre de la bande). Une voie de supervision, multiplexée en fréquence, peut être ajoutée à la voie de données (fréquence centrale : 420 Hz ; excursion de fréquence : ± 30 Hz). Cette voie est utilisable jusqu'à une rapidité de 75 bauds. Les deux voies sont symétriques et comprennent un modulateur, un démodulateur et un commutateur émission-réception qui, suivant l'ordre fourni par l'équipement de traitement, connecte aux filtres respectifs, soit le modulateur, soit le démodulateur. Les voies sont ensuite couplées à la ligne par deux filtres d'aiguillage et un ensemble comportant un transformateur différentiel et une ligne d'affaiblissement. Le circuit « prêt à émettre » est employé lorsqu'un signal porteur est envoyé sur la ligne et que le terminal doit être utilisé pour la modulation (ce circuit est surtout utile dans le cas d'une exploitation à l'alternat de la voie de données et de la voie de supervision).

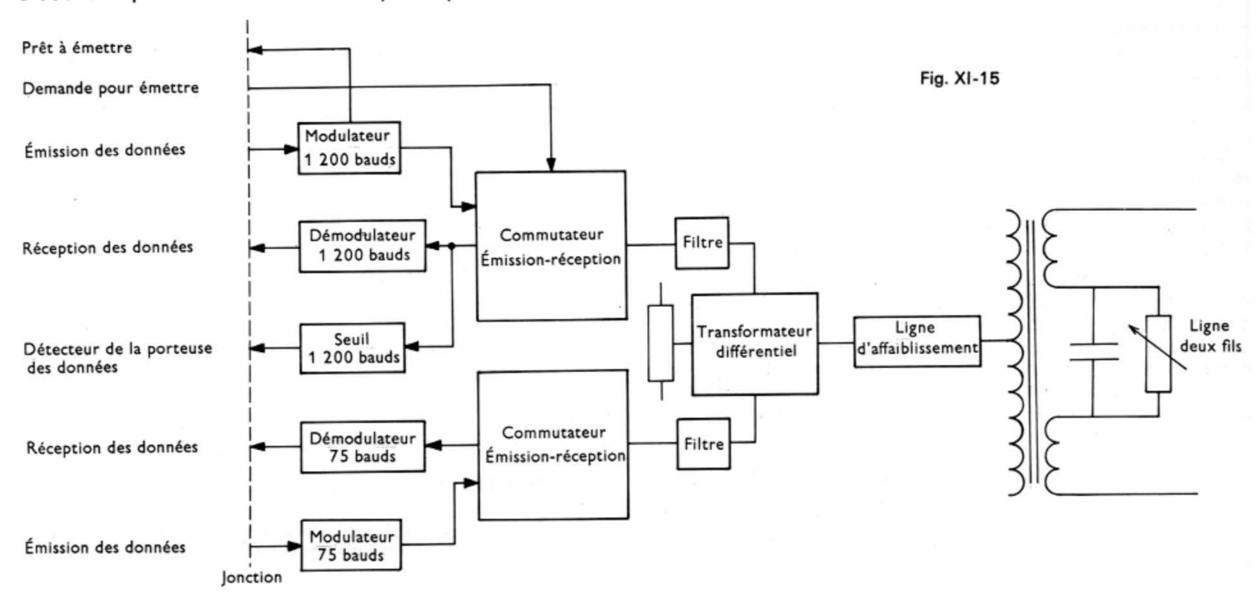


Fig. XI-15

5.5. Résumé des possibilités de transmission de données sur le réseau français :

— Réseau télégraphique (lignes commutées ou louées) : jusqu'à 200 bauds (en France).
— Réseau téléphonique commuté :
Modem 200 bauds full duplex ;
Modem 600-1 200 bauds half-duplex.
— Lignes téléphoniques louées : avec différents *modems*, elles peuvent fonctionner à 2 400 ou 4 800 bits par seconde.

Depuis peu, l'introduction de *modems*, incluant des dispositifs de correction automatique (égalisation automatique qui s'adapte à chaque circuit une fois la communication établie), permet le fonctionnement à 9 600 bits par seconde sur ces liaisons. Au-delà de ce débit, on a la possibilité de fonctionner avec des équipements en bande de base dans les réseaux urbains ou d'utiliser des circuits à large bande, loués par l'administration qui fournit, dans ce cas, les *modems* correspondants placés dans un centre d'amplification ; la liaison peut ainsi être prolongée en bande de base aux deux extrémités. Un groupe primaire offre une largeur de bande de 48 kHz dans la bande 60-108 kHz et permet un débit binaire de 48 ou 72 kbits/s.

Quelques liaisons expérimentales louées, de type M.I.C., fonctionnent à 2,048 mégabits par seconde. Ces liaisons nécessitent les mêmes équipements de ligne qu'une liaison téléphonique et sont assez délicates d'utilisation, le débit offert étant très important. L'avenir d'un tel canal réside dans son multiplexage en plusieurs canaux à moyenne vitesse, par exemple 64 kbits/s, en respectant approximativement la trame téléphonique.

6. CODES DÉTECTEURS ET CORRECTEURS D'ERREURS

6.1. Taux d'erreurs. — L'une des caractéristiques d'une liaison de transmission de données est le taux d'erreurs brut ; il est égal au rapport suivant :

$$t = \frac{\text{nombre de bits reçus erronés}}{\text{nombre total de bits transmis}}$$

La durée de la mesure doit être suffisamment longue pour que le résultat ait une signification. Le taux d'erreurs, qui donne une mesure de la qualité de la liaison, dépend des performances du *modem* utilisé, de la rapidité de modulation et de la nature de la ligne de transmission. Il peut varier suivant les heures de la journée en fonction de l'encombrement des circuits, en particulier pour les liaisons établies par le réseau commuté. À titre indicatif, on peut donner quelques valeurs de taux d'erreurs mesurées sur des liaisons caractéristiques.

Liaison	Taux d'erreurs				
Rapidité de modulation ou débit binaire . .	50 bauds	200 bauds	1 200 bits par seconde	2 400 bits par seconde	4 800 bits par seconde
Ligne télégraphique réseau télex	10^{-6}	10^{-6}			
Ligne télégraphique spécialisée	10^{-7}	10^{-6}			
Ligne téléphonique de réseau commuté . .		10^{-6}	10^{-4}		
Ligne téléphonique spécialisée			10^{-6}	10^{-5}	10^{-5}

Les valeurs indiquées sur le tableau précédent, même les plus faibles, ne satisfont pas les exigences d'une liaison de téléinformatique. Cela a imposé de mettre au point des équipements pour détecter les erreurs et pour corriger certaines d'entre elles.

Comme les éléments binaires sont généralement groupés en caractères et en blocs, c'est le taux d'erreurs sur ces caractères ou ces blocs qui importe. Les relations qui lient ces quantités au taux d'erreurs brut *t*, dépendent bien entendu de la longueur des caractères ou des blocs utilisés et aussi de la loi d'apparition des erreurs. Cette loi elle-même ne peut être connue que pour une liaison ou un type de liaison déterminé.

En tenant compte des équipements de détection et (ou) de correction des erreurs, on définit le *taux d'erreurs résiduelles ;* il est égal au rapport du nombre d'éléments (bits, caractères, blocs) reçus incorrectement (et non détectés ou non corrigés par l'équipement de protection contre les erreurs) au nombre total d'éléments émis. C'est ce taux qui définit finalement le degré de sécurité d'une liaison de transmission de données.

6.2. Structure des erreurs. — De nombreuses études ont été faites pour connaître la façon dont se produisent les erreurs en ligne et pour déduire des lois de répartition des erreurs. Des résultats intéressants ont été obtenus dans ce domaine, mais d'une portée qui n'est pas encore suffisamment générale. Il est apparu nécessaire de définir la notion de *paquet d'erreurs : N* étant un nombre fixé à l'avance (généralement pris égal à 10), un paquet d'erreurs est une série de bits dans laquelle le nombre de bits exacts, séparant deux bits erronés, est toujours inférieur à *N*. Entre le dernier bit erroné d'un paquet d'erreurs et le premier bit erroné du paquet d'erreurs suivant, on trouve évidemment au moins *N* bits exacts (fig. XI-16).

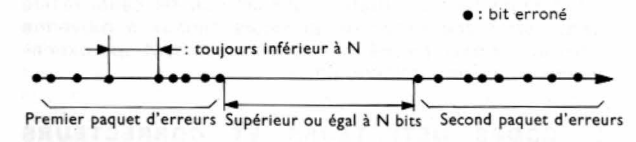


Fig. XI-16

La longueur d'un paquet d'erreurs est le nombre total de chiffres *exacts ou faux* qui composent ce paquet d'erreurs (celui-ci est limité par deux bits erronés).

Une campagne de mesures sur le réseau téléphonique général français a montré comment se répartissent les intervalles entre erreurs (nombre de chiffres binaires exacts compris entre deux chiffres faux consécutifs) pour un système à codage par état (fig. XI-17). La décroissance rapide de la courbe, pour des faibles valeurs de *x*, traduit l'existence des paquets d'erreurs.

La figure XI-18 fournit quelques renseignements statistiques sur la longueur des paquets d'erreurs. On voit que, pour l'ensemble des essais réalisés, 12 % des paquets d'erreurs avaient une longueur supérieure à deux ; 88 % d'entre eux correspondaient à des erreurs isolées.

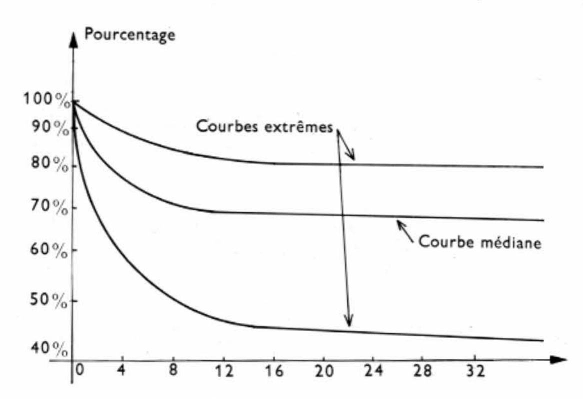


Fig. XI-17 — Pourcentage des intervalles entre erreurs comportant un nombre de chiffres binaires exacts égal ou supérieur à celui indiqué en abscisse

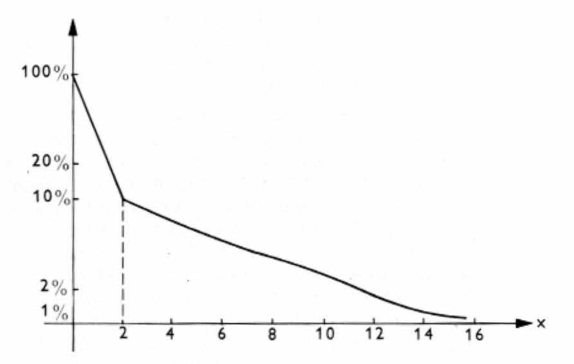


Fig. XI-18 — Pourcentage des paquets d'erreurs dont la longueur est supérieure ou égale au nombre porté en abscisse

6.3. Détection et correction

6.3.1. Principe. — La nécessité de détecter, voire de corriger les erreurs sur un système de transmission de données, vient de la très faible redondance (souvent nulle) de l'information transmise. À la réception, il faut disposer d'un certain nombre d'informations supplémentaires pour décider si le message reçu a été ou non affecté d'erreurs.

Pour rendre redondante l'information à transmettre, celle-ci peut être sectionnée en blocs de longueur fixe *k*. Ces blocs sont envoyés dans un codeur qui, en réponse à chacun des 2^k blocs possibles, émet sur la voie un bloc de *n* chiffres, appelé mot du code (bien entendu, *n* est supérieur à *k*). Le cas le plus simple est celui où le message est formé des *k* chiffres d'information suivis de $(n - k)$ bits de contrôle, mais cette condition n'est pas nécessaire. Le décodeur reçoit de la voie une suite synchrone de la suite émise (aux perturbations près dues au bruit de la ligne). Les blocs de *n* chiffres, correspondant aux mots émis, sont comparés à des mots de code ; s'il y a identité entre un bloc et un mot de code, le décodeur reconstitue le bloc de *k* chiffres d'information. Dans le cas contraire, il y a estimation d'un bloc de *k* chiffres ou indétermination

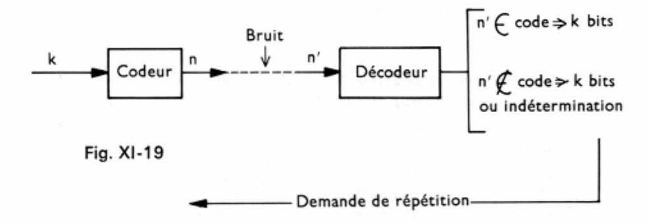


Fig. XI-19

(fig. XI-19). Cette dernière possibilité peut entraîner, par exemple, une demande de répétition (cela dépend de la procédure choisie).

L'efficacité du procédé vient de ce que seuls 2^k mots sont émis parmi les 2^n possibles et $\frac{2^n}{2^k} = 2^{n-k}$ peut être très grand (supérieur à mille). Bien entendu, cela ne signifie pas que tous les codes (n, k) sont équivalents : un code est déterminé par la correspondance biunivoque établie entre des mots de k bits et des mots de n bits, et l'on comprend aisément qu'à partir des 2^k mots à coder, il soit avantageux d'obtenir les mots du code les plus distincts les uns des autres. En effet, ils sont ainsi distingués plus facilement lorsqu'ils auront traversé la voie de transmission. En fait, il n'y a que des codes plus ou moins bien adaptés aux types d'erreurs en ligne et les résultats peuvent varier dans de grandes proportions d'une voie à l'autre.

6.3.2. Distance de Hamming. — Des messages erronés correspondent à une suite binaire formée en additionnant, modulo 2, les chiffres de la suite émise et une suite qui représente la voie.

1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 suite reçue,
1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 suite émise,
0 0 1 0 0 0 0 0 1 0 mot « erreur » introduit par la voie.

Les propriétés habituelles de l'addition modulo deux, à savoir :

$$0 + 0 = 0$$
$$1 + 0 = 1$$
$$0 + 1 = 1$$
$$1 + 1 = 0$$

indiquent simplement que chaque élément binaire erroné peut être considéré comme résultant de l'addition modulo deux de cet élément lui-même et d'un 1 (chaque élément exact résulte de l'addition de l'élément et d'un zéro).

La perturbation introduite sur le message dépend directement du nombre de 1 du mot « erreur ».

Le *poids d'un mot* est le nombre de 1 qu'il contient et la *distance de Hamming* de deux mots est le poids de leur différence ou, ce qui revient au même dans l'algèbre modulo deux, de leur somme, c'est-à-dire le nombre de bits de même rang par lequel ils diffèrent. Ainsi, les deux mots 1 1 0 1 1 0 et 1 1 1 0 1 0 sont à une distance 2. Autrement dit, un mot émis et un mot reçu sont à une distance égale au poids du mot erreur introduit par la voie.

Cette notion est surtout intéressante si l'on considère les mots d'un code. Deux mots seront d'autant plus faciles à distinguer que leur distance de Hamming sera plus grande. En effet, si cette distance est d, il faut d erreurs convenablement placées pour transformer un mot dans l'autre. Pour chaque code, il est donc intéressant d'examiner quelle est la *distance de Hamming minimale* qui peut être rencontrée, la distance nulle qui correspond à l'identité de deux mots étant évidemment exclue. Comme l'introduction d'erreurs, portant sur p chiffres, revient à l'addition (modulo 2) d'un mot de poids p, si l'on veut qu'une telle erreur soit détectable, il faut et il suffit que le mot ainsi obtenu n'appartienne pas au code, c'est-à-dire que la distance minimale soit supérieure ou égale à $(p + 1)$. Si l'on veut corriger les erreurs de poids q, il faut pouvoir attribuer, à chaque mot du code, une zone d'influence à l'intérieur de laquelle tout mot reçu sera estimé par le mot du code situé au centre de cette zone. Il faut donc qu'un mot, situé à une distance q d'un mot du code, ne puisse appartenir qu'à une seule zone d'influence, c'est-à-dire que la distance entre deux mots du code soit supérieure ou égale à $(2q + 1)$. En particulier, la condition nécessaire et suffisante pour qu'un code permette la correction de toutes les erreurs simples est que sa distance minimale soit supérieure ou égale à 3. Toutes les erreurs doubles sont alors détectées.

On peut également se proposer de corriger toutes les erreurs jusqu'à l'ordre q inclus, en présence d'erreurs jusqu'à un ordre p plus grand que q. Pour atteindre ce but, il faut et il suffit qu'un mot erroné M, obtenu à partir d'un mot $M\,1$ du code par introduction de q erreurs, ne puisse pas avoir été obtenu à partir d'un autre mot $M\,2$ du code, donc qu'il soit à une distance de $M\,2$ supérieure à p. Cela équivaut à dire que la distance minimale doit être supérieure ou égale à $(p + q + 1)$. Si cette condition est remplie, les erreurs sont corrigées jusqu'à l'ordre q inclus et détectées jusqu'à l'ordre p inclus.

6.3.3. Exemple d'application : codes à contrôle de parité. — À partir du code télégraphique ordinaire à cinq moments, on peut fabriquer un code avec contrôle de caractère par parité : pour cela, aux cinq bits d'information, on ajoute un bit supplémentaire tel que le nombre total de 1 par caractère soit pair (le sixième bit est égal à la somme modulo deux des cinq bits d'information). On parle alors de *contrôle transversal*. Un tel code a une distance minimale égale à 2 et il ne permet de détecter que les erreurs simples.

Dans la transmission par blocs, on peut augmenter la protection en ajoutant aux caractères d'information composant les blocs, un caractère de contrôle de façon que le nombre de 1 de chaque colonne soit pair (par exemple). Ce type de contrôle, appelé *contrôle longitudinal*, peut être combiné avec le contrôle transversal.

Un bit de contrôle croisé peut être obtenu indifféremment en faisant la somme modulo deux de la dernière ligne ou de la dernière colonne d'une suite de caractères ; elle représente la somme modulo deux de tous les bits d'information.

1 0 1 1 1 0	0	caractère de contrôle longitudinal (*longitudinal redundancy checking*)
0 0 1 1 0 1	1	
1 0 1 0 0 1	1	
1 1 0 0 0 1	1	
1 1 0 0 0 1	1	
0 0 1 0 1 0	0	→ bit de contrôle croisé

bits de contrôle transversal (*vertical redundancy checking*)

On obtient ainsi un code dont la distance minimale est 4 puisque deux blocs distincts, qui diffèrent au moins par 1 bit, différeront par au plus un bit de parité de ligne, un bit de parité de colonne, un bit de parité générale. Ce code permet la correction des erreurs simples et la détection des erreurs doubles ou triples.

Des codes plus élaborés sont également utilisés (codes cycliques) ; leur étude sort du cadre de cet exposé. Il est cependant intéressant de savoir qu'ils permettent la détection d'erreurs simples, d'erreurs doubles et de paquets d'erreurs. La détection des erreurs est obtenue en réalisant des opérations (multiplications ou divisions) sur des polynômes déterminés associés à chaque bloc. Ces opérations sont réalisables assez simplement dans les terminaux, grâce à des registres de décalage et des additionneurs modulo 2. C'est l'un des intérêts des codes cycliques.

7. RÉSEAUX DE TÉLÉINFORMATIQUE

Les dimensions des entreprises et le nombre de terminaux à raccorder à un ordinateur central, par exemple, font que les réseaux à envisager sont de nature beaucoup plus complexe qu'une simple liaison point à point. Dans chaque cas, il faut essayer d'optimiser la gestion des lignes de télécommunications utilisées, ou de réduire le prix payé pour la transmission dans les limites compatibles avec la nature du trafic des terminaux.

7.1. Réseau avec multiplexeur central. — À chaque terminal est attribuée une ligne et l'ensemble des lignes converge vers un organe commun, le multiplexeur (fig. XI-20). Le rôle de cet organe, qui est en fait une unité de

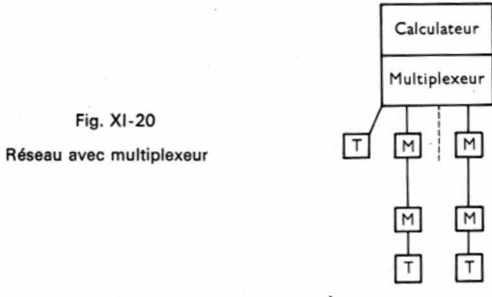


Fig. XI-20
Réseau avec multiplexeur

contrôle à accès multiple, est complexe. À la réception, il assure :

— l'exploration des lignes qui lui sont connectées ;
— l'adaptation des modes de transmission et l'adaptation des débits d'information lorsque les lignes ne sont pas identiques ;
— l'assemblage des bits reçus en caractères et en messages ;
— l'enregistrement des informations dans des mémoires-tampons, si des priorités ont été définies ;
— la gestion des files d'attente.

À l'émission, il commande :

— la sélection des messages ;
— l'adaptation des codes et des débits ;
— l'adressage des lignes.

7.2. Réseaux avec multiplexeurs ou concentrateurs locaux. — La solution précédente est simple mais, de toute évidence, chère en location de lignes. Si plusieurs

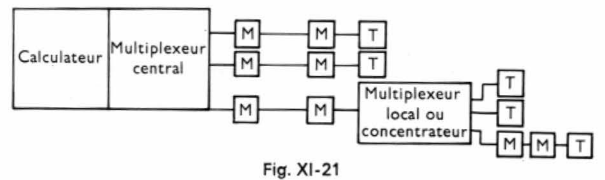


Fig. XI-21

terminaux sont situés dans la même région, il est préférable d'utiliser un multiplexeur local ou un concentrateur (fig. XI-21).

Un multiplexeur peut être considéré comme un organe « transparent » ; pour le calculateur, tout se passe comme s'il était connecté directement à chaque terminal par une ligne de transmission particulière. Le multiplexage peut être réalisé, soit en fréquences, soit en temps. Cette transparence exclut a priori la possibilité d'attribuer des priorités à certains terminaux, et donc de constituer de véritables files d'attente. Cependant, la ligne qui relie un multiplexeur local au calculateur a un débit plus grand que les autres lignes raccordées et elle peut donc bénéficier d'une certaine priorité.

À l'inverse d'un multiplexeur, un concentrateur permet un certain traitement des messages ; celui-ci peut consister en un simple assemblage des messages ou en un véritable prétraitement de l'information à destination de l'unité centrale. Les procédures peuvent être différentes entre les terminaux et le concentrateur et entre le concentrateur et l'ordinateur.

Deux sortes de concentrateurs sont utilisés :

— Les *concentrateurs câblés* qui comportent principalement des mémoires-tampons (une mémoire par terminal). Le concentrateur permet d'envoyer périodiquement le contenu des mémoires (ensemble de messages en provenance des terminaux) vers le calculateur et de recevoir un bloc de messages à destiner à plusieurs terminaux. Cette catégorie de concentrateurs est d'un emploi assez rigide, mais est plus économique que les concentrateurs programmés.

— Les *concentrateurs programmés* qui sont de petits ordinateurs spécialisés pour la transmission et où l'allocation des mémoires-tampons s'effectue sous contrôle d'un programme.

7.3. Réseaux multipoints. — Si des terminaux sont situés dans une même direction, mais ne sont pas forcément proches les uns des autres, on peut n'utiliser qu'une ligne en répartissant le temps d'utilisation entre les terminaux. Deux configurations sont possibles selon que ceux-ci sont branchés en parallèle ou en série.

Dans un branchement en parallèle (fig. XI-22), la réception impose l'emploi de caractères d'identification propres à chaque terminal. À l'émission, il faut qu'il existe une procédure assez rigide pour qu'un seul terminal émette à la fois (V. ci-après).

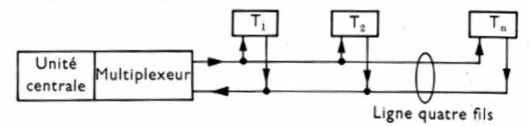


Fig. XI-22 — Branchement parallèle : ligne « multidrop »

Dans un branchement en série (fig. XI-23), chaque terminal reçoit tous les messages en provenance du calculateur ; au niveau de chacun d'eux sont réalisées une démodulation et une remodulation : ils servent de régénérateurs. Ce branchement présente un grave inconvénient : si un terminal tombe en panne ou si la ligne est coupée, toutes les liaisons sont interrompues. On se protège contre ce risque en rendant possibles l'émission et la réception dans les deux sens de la boucle. L'avantage de ces réseaux multipoints est d'être économique (peu de lignes) et une seule connexion est nécessaire au niveau du multiplexeur (au lieu de *n*).

Le réseau le plus général comporte toutes les sortes de liaisons qui viennent d'être décrites. La figure XI-24 représente un exemple assez complexe de réseau de téléinformatique.

7.4. Procédure dans les liaisons multipoints. — La structure d'une liaison multipoints nécessite une procédure assez rigide ; un ordinateur central ou même un terminal assure le contrôle de tous les échanges d'informations.

La procédure peut être divisée en deux parties :

— adressage pour l'envoi d'un message à destination d'un terminal ;
— appel sélectif (ou *polling*) pour la réception des messages provenant des terminaux.

Dans une communication téléphonique courante, en plus de l'échange d'informations proprement dit, on utilise une certaine procédure d'abord pour établir la communication, puis au cours de la conversation même pour signifier à son correspondant que la transmission se poursuit normalement (« oui », « bien », « continuez », etc.). De même, dans une liaison de téléinformatique, la transmission est contrôlée et initialisée par des signaux ne faisant pas partie des messages proprement dits. Le message complet est donc composé de deux parties. Une partie dite de contrôle (mode contrôle) et l'information à transmettre (mode texte).

L'ensemble des caractères de contrôle et leur signification est donné par le tableau suivant :

C : Fin de transmission ou passage en mode contrôle.
D : Fin d'adresse. Réponse positive à l'appel sélectif et démarrage du compteur du C.L.R.
Y : Réponse positive.
N : Réponse négative.
B : Fin de bloc annonce du C.L.R.
C.L.R. : Caractère de contrôle longitudinal de redondance (ou LRC : *longitudinal redundancy checking*).

— *Adressage.* Il faut envoyer un message vers un terminal sans que d'autres aient la possibilité de le recevoir. Par exemple, chaque terminal est identifié par une adresse composée d'une lettre (station) suivie d'un chiffre (celui-ci indique les organes d'entrée-sortie qui vont être utilisés).

Si le terminal appelé n'est pas sous tension, après un délai de deux secondes, c'est le terminal suivant de la liste d'appel qui est alors appelé.

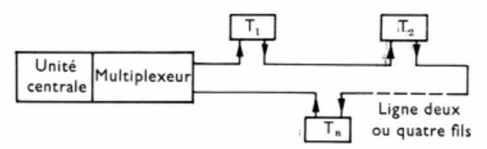


Fig. XI-23 — Branchement série : ligne « tandem »

Si le terminal appelé est sous tension, mais ne peut recevoir ou n'a rien à émettre (en appel sélectif), il envoie alors le signal *N*.

Si le terminal appelé peut recevoir, il envoie un signal permettant à la station maîtresse d'émettre le signal pour le transfert du mode contrôle au mode texte. Le message même peut se composer d'un ou plusieurs blocs. À la fin de chaque bloc, signalée par *B*, un caractère longitudinal de redondance, composé au niveau de l'émetteur, est envoyé à la suite du signal *B*. Ce *C.L.R.* est comparé à un autre caractère composé par le récepteur. Si les deux caractères sont semblables, le message a été bien transmis, sinon on peut, par exemple, déclencher une répétition (cela dépend du terminal).

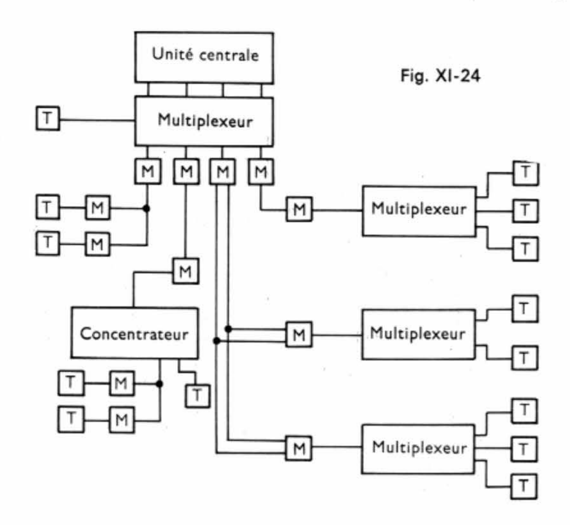


Fig. XI-24

Un même appel peut concerner plusieurs organes d'un même terminal (l'imprimante est une perforatrice) ou (et) plusieurs terminaux (adresse de groupe).

— *Appel sélectif.* Dans une liaison multipoints, un terminal ne peut émettre un message que si l'organe qui contrôle le fonctionnement de l'ensemble, a envoyé le signal qui permet cette opération. Pour cela, en appel sélectif, l'adresse du terminal interrogé (1 lettre + 1 chiffre) est précédée du caractère *C* qui place tous les terminaux en mode contrôle et la réponse est :

- soit *D* si des informations doivent être transmises par le terminal (le texte suit cette réponse) ;
- soit *N* s'il n'y a aucune information à envoyer.

Si le nombre de messages à transmettre est plus grand pour un terminal que pour les autres, il devra être placé sur la liste d'appel de plus nombreuses fois. Ainsi, il est « appelé » à des intervalles plus rapprochés.

Exemple de liste d'appel mettant en évidence la priorité donnée au terminal *L*.

Exemple de liste d'appel :

L, D, L, M, L, G, L, M, L, A, L, M, L, N.

Il est bien difficile de prévoir l'évolution des transmissions de données dans les années à venir. Sur le réseau analogique, il semble difficile d'augmenter rapidement les débits (économiquement, cela ne peut être justifié facilement), mais les possibilités des organes multiplexeurs ou concentrateurs peuvent encore être exploitées.

CHAPITRE XII

TÉLÉGRAPHE - TÉLEX

La télégraphie est une technique de transmission d'informations écrites, utilisant des voies de télécommunications, c'est-à-dire évitant le transport matériel du document.

Si, dans certains cas, il est souhaitable de reproduire le plus fidèlement possible un original (par exemple, s'il s'agit d'une signature, d'un schéma ou même d'une photographie) et donc d'utiliser un procédé de *télécopie*, dans la plupart des cas cela est inutile, car l'usager se soucie uniquement du sens des informations contenues dans le document : les graphismes utilisés importent peu. Dans ces conditions, le procédé de transmission le plus commode consiste en une simple télécommande de machine à écrire.

Un réseau de télégraphie comme le télex (abréviation de l'expression anglaise *telegraph exchange*, que l'on peut traduire par *échange de communications télégraphiques*) a pour but d'offrir aux usagers un tel service de télédactylographie grâce à la mise en œuvre de *téléimprimeurs*.

En effet, un abonné du télex a la possibilité :

— de converser avec un autre abonné du télex si celui-ci est présent au moment de l'appel (cette conversation se faisant évidemment par écrit) ;

— de transmettre des messages écrits à toute heure, même si le correspondant est absent ;

— de transmettre et de recevoir des télégrammes à l'aide de son téléimprimeur.



Télex : salle de manipulation (*C.N.E.T.*)

1. SIGNAL TÉLÉGRAPHIQUE

Pour faire correspondre des signaux électriques à chacun des signes typographiques, on représente chaque caractère par une combinaison de signaux bivalents. En France, on utilise deux courants continus de même intensité, mais de sens opposés. L'organe récepteur est un relais polarisé, appelé *relais télégraphique* (V. ci-après) : il a deux positions d'équilibre stable et il ne passe de l'une à l'autre que si le courant qui le traverse change de sens, en même temps que son intensité dépasse le seuil de sensibilité (l'armature mobile reste dans la situation qu'elle occupe s'il n'y a qu'interruption du courant). La représentation de signaux bivalents au moyen d'impulsions de courant continu, souvent appelées signaux télégraphiques, n'est pas la seule employée comme on le verra ultérieurement (V. ci-après § 3).

La transmission de ce signal se fait d'autant plus difficilement que la ligne traversée par les impulsions de courant est longue : il faut alors tenir compte non seulement de la résistance, mais aussi de la capacité du fil par rapport au conducteur emprunté par le courant qui revient à la source (ce conducteur pouvant être, soit un deuxième fil, soit le plus souvent la terre). On conçoit que, lors de l'inversion de la tension d'alimentation à une extrémité émettrice, cette capacité joue un rôle important : comme s'il s'agissait d'un condensateur, la charge de la ligne s'inverse progressivement. À l'extrémité réceptrice, le courant ne change donc pas brutalement de sens : son intensité varie d'une manière exponentielle (V. t. 1, Électricité, chap. 19) et le relais récepteur s'enclenche avec un certain retard θ (fig. XII-1).

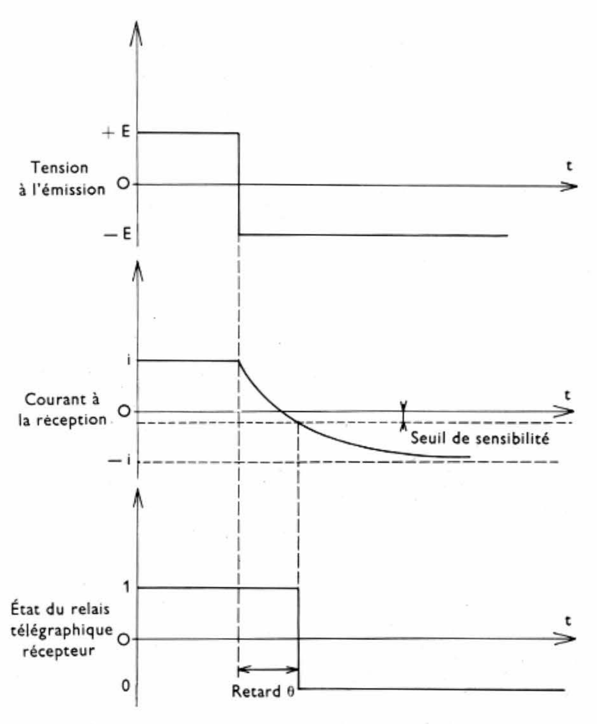


Fig. XII-1 — Retard à la restitution d'un signal

Avec un signal élémentaire obtenu par deux inversions de polarité successives, le même phénomène se produit deux fois de suite. Cependant, si au moment de la seconde inversion de polarité le courant n'a pas atteint sa valeur nominale, c'est-à-dire celle qui correspond à la tension à l'émission, alors le retour à la valeur initiale est plus rapide (fig. XII-2) et le retard à la restitution est plus petit. Le signal obtenu a donc une durée T' inférieure à la durée T du signal original. La différence entre ces durées est appelée *distorsion télégraphique;* le *taux de distorsion* est défini par le rapport : $\frac{T - T'}{T}$.

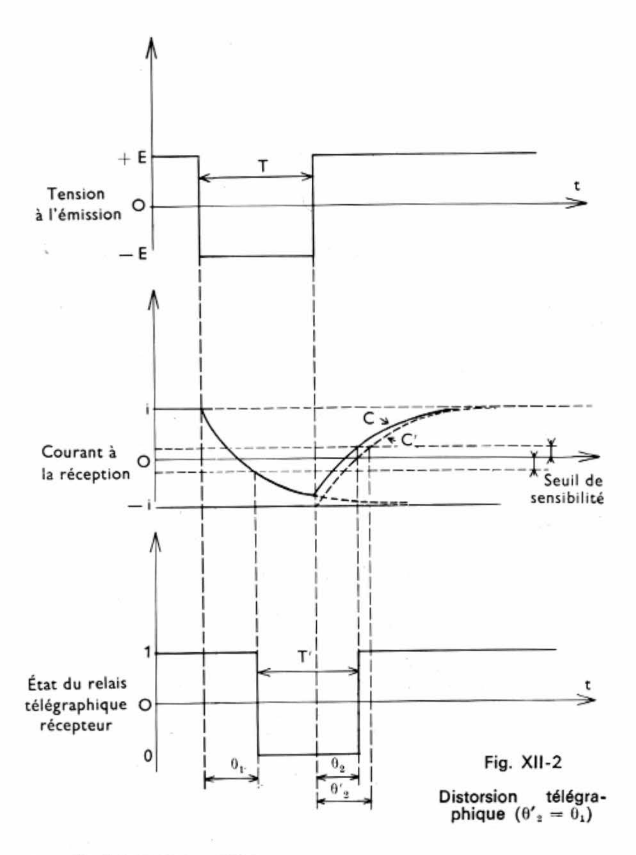


Fig. XII-2

Distorsion télégraphique ($\theta'_2 = \theta_1$)

2. TÉLÉIMPRIMEUR

Il n'est pas dans notre propos de faire l'inventaire de tous les appareils qui ont été utilisés en télégraphie mais, avant de parler du téléimprimeur qui équipe les réseaux télégraphiques et les abonnés du télex, il est intéressant de rappeler un système dont le principe fut découvert à l'aube de la télégraphie : c'est le système dit *pas à pas*. Il est encore utilisé pour certaines applications comme l'affichage des résultats de courses.

2.1. Système pas à pas. — Une façon simple de caractériser une lettre consiste à envoyer un nombre de signaux élémentaires égal au rang de la lettre dans l'alphabet. C'est ce que permet de réaliser le téléscripteur pas à pas : à l'émission, un balai, entraîné par un moteur, se déplace sur un plateau circulaire dont les plots sont soit positifs, soit négatifs, deux plots consécutifs étant soumis à des tensions de signes opposés (elles permettent de représenter chacun des deux états). Une butée arrête le balai dans la position angulaire correspondant au caractère choisi sur le clavier (c'est-à-dire lorsque le nombre d'impulsions émises est suffisant). À la réception, les impulsions produites sont utilisées pour exciter un électroaimant à faible temps de réponse. Chaque fois qu'une impulsion traverse cet électroaimant, celui-ci fait avancer d'un pas une roue portant des caractères gravés en relief et encrés : la rotation de cette roue dépend donc directement de celle du balai de l'émetteur. Un autre électroaimant, très lent celui-là puisqu'il doit être insensible aux impulsions brèves émises pendant la rotation du balai, applique un papier sur la roue quand un signal long est envoyé sur la ligne. Celui-ci est produit quand le balai est arrêté par la butée (à la fin de l'émission des impulsions). Ainsi, au moment où ce caractère désiré occupe une position convenable, il est imprimé sur le papier.

Le principal inconvénient de ce système est sa lenteur : en moyenne, il faut vingt impulsions par caractère et cela demande 0,4 seconde si la cadence est celle du réseau télégraphique actuel.

2.2. Codage. — Pour augmenter la vitesse de transmission, on utilise des combinaisons de signaux et l'organe

Numéro des composés	Rangée des lettres	Rangée des chiffres	Représentation au moyen des impulsions						
			Mise en marche						Arrêt
1	A	—	—	+	+	—	—	—	+
2	B	?	—	+	—	—	+	+	+
3	C	:	—	—	+	+	+	—	+
4	D	✠ (2)	—	+	—	—	+	—	+
5	E	3	—	+	—	—	—	—	+
6	F	E (1)	—	+	—	+	+	—	+
7	G	% (1)	—	—	+	—	+	+	+
8	H	H̲ (1)	—	—	—	—	—	+	+
9	I	8	—	—	+	+	—	—	+
10	J	⍾ (3)	—	+	+	—	+	—	+
11	K	(	—	+	+	+	+	—	+
12	L	)	—	—	+	—	—	+	+
13	M	.	—	—	—	+	+	+	+
14	N	,	—	—	—	+	+	—	+
15	O	9	—	—	—	—	+	—	+
16	P	O	—	—	+	+	—	+	+
17	Q	1	—	+	+	+	—	+	+
18	R	4	—	—	+	—	+	—	+
19	S	'	—	+	—	+	—	—	+
20	T	5	—	—	—	—	—	+	+
21	U	7	—	+	+	+	—	—	+
22	V	=	—	—	+	+	+	+	+
23	W	2	—	+	+	—	—	+	+
24	X	/	—	+	—	+	+	+	+
25	Y	6	—	+	—	+	—	+	+
26	Z	+	—	+	—	—	—	+	+
27	Retour du chariot (4)		—	—	—	—	+	—	+
28	Interligne (5)		—	—	+	—	—	—	+
29	Lettres (6)		—	+	+	+	+	+	+
30	Chiffres		—	+	+	—	+	+	+
31	Espacement		—	—	—	+	—	+	+
32	Non affectée		—	—	—	—	—	—	+

Symboles	Modulation
—	Courant négatif
+	Courant positif

Fig. XII-3
Alphabet télégraphique international avec les modifications du régime intérieur français

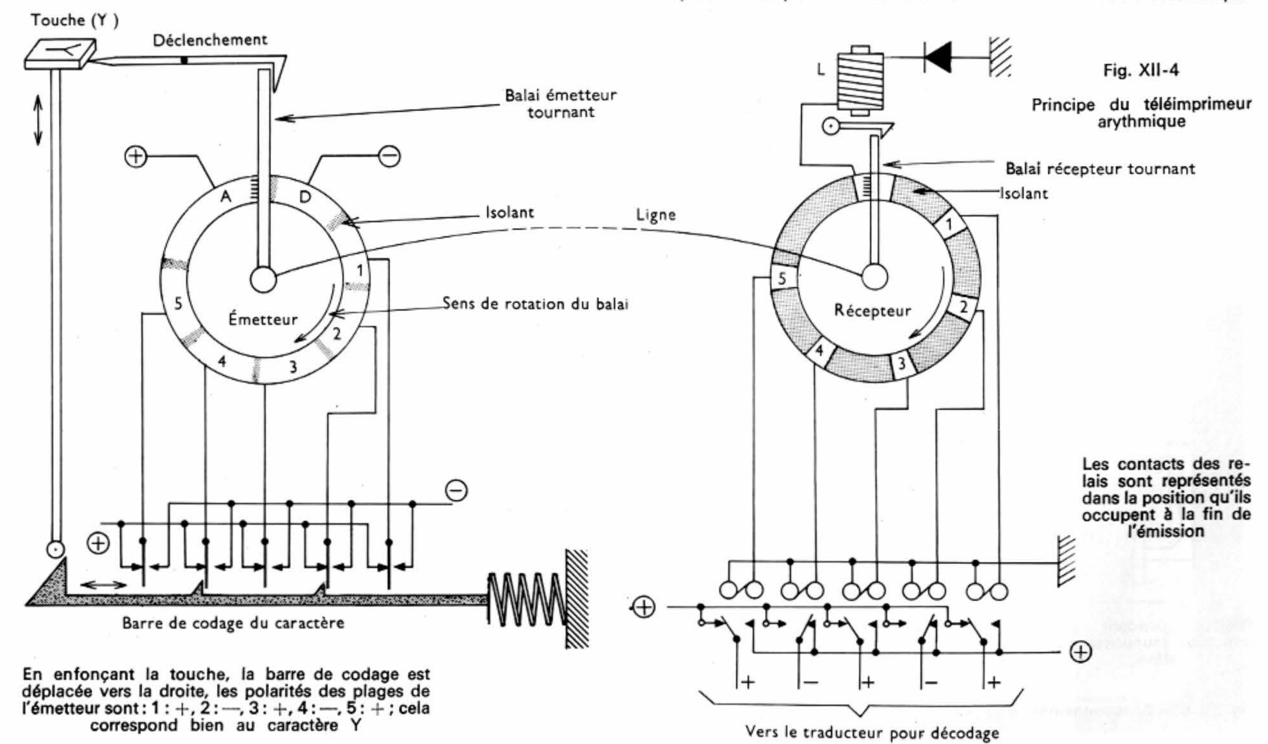
1) signal spécial au réseau télégraphique français
2) déclenchement de l'émetteur d'indicatif au poste récepteur
3) déclenchement du signal acoustique au poste récepteur
4) pour les appareils à page; le signal est marqué sur les appareils à bande par l'impression du signe <
5) pour les appareils à page; ce signal est marqué sur les appareils à bande par l'impression du signe ≡
6) sert aussi pour « effacement » en cas de transmission automatique

de réception est conçu pour réaliser le décodage, nécessairement plus compliqué que dans le système pas à pas. Ainsi, dans les téléimprimeurs, chaque caractère est représenté par cinq signaux élémentaires ou moments, d'une durée de 20 ms; son émission est précédée d'une impulsion de départ « *start* » de 20 ms et est suivie d'une impulsion d'arrêt « *stop* » de 30 ms. L'émission d'un caractère demande donc 150 ms et, au maximum, l'on envoie en ligne 6,6 caractères par seconde.

Pour augmenter le nombre des signes représentés, sans augmenter le nombre de signaux élémentaires, on a employé un procédé en tout point comparable à celui qui permet d'avoir deux signes différents (une majuscule et une minuscule, par exemple) à partir de la même touche du clavier d'une machine à écrire. Ici, chaque combinaison de cinq moments a deux significations : ce peut être une lettre ou un autre caractère (chiffre ou symbole). Deux touches sont réservées pour indiquer si les combinaisons qui suivent doivent être prises dans l'un ou l'autre des deux sens : c'est le procédé d'*inversion télégraphique* qui est d'ailleurs aussi utilisé sur les téléscripteurs pas à pas. L'ensemble constitue l'alphabet international n° 2 (fig. XII-3).

2.3. Téléimprimeur arythmique. — Un téléimprimeur arythmique est conçu pour l'utilisation de caractères à cinq moments, encadrés d'impulsions « start » et « stop » (V. chap. 11).

Le principe de fonctionnement de cet appareil peut être expliqué au moyen de schéma de la figure XII-4. Quand on enfonce une touche, un balai émetteur est libéré et il est alors entraîné par un moteur au moyen d'un mécanisme à friction. Il balaye tout d'abord une plage négative *D*, ce qui entraîne l'émission de l'impulsion négative de départ ou « start » d'une durée de 20 ms. À la réception, cette impulsion négative traverse l'électroaimant *L* et le balai récepteur est libéré. Les deux balais commencent ainsi leur rotation pratiquement en même temps (ou du moins le décalage entre les deux mouvements est fixe) et ils tournent



En enfonçant la touche, la barre de codage est déplacée vers la droite, les polarités des plages de l'émetteur sont : 1 : +, 2 : —, 3 : +, 4 : —, 5 : + ; cela correspond bien au caractère Y

Fig. XII-4
Principe du téléimprimeur arythmique

sensiblement à la même vitesse. Quand le balai émetteur est sur la plage 1, le récepteur se trouve lui aussi sur la plage 1 ; la première impulsion du caractère est transmise à ce moment-là et sa polarité est affichée au moyen du premier relais télégraphique polarisé (V. ci-après). Le même processus est répété pour l'émission des cinq impulsions et ensuite, le balai émetteur passe sur une plage positive *A* correspondant à l'impulsion arrêt ou « stop » (d'une durée de 30 ms). L'électroaimant *L* n'est pas excité par cette impulsion, car un redresseur empêche le passage du courant de *A* vers *L* et le balai récepteur vient s'arrêter contre la butée.

L'intérêt de ce mode de fonctionnement réside dans le fait que les deux moteurs entraînant les balais n'ont pas besoin de fonctionner rigoureusement à la même vitesse : tout décalage entre les balais est supprimé à la fin de chaque cycle. Par ailleurs, l'opérateur n'a pas à respecter de périodicité plus ou moins lâche : il peut émettre aux instants où il le désire. De plus, il n'a pas à connaître la combinaison relative à chaque caractère, puisque le codage est réalisé de manière automatique.

Sans entrer dans les détails techniques de constitution des appareils utilisés sur un réseau télex, il faut cependant noter qu'on tend de plus en plus à remplacer les organes mécaniques par leur équivalent électronique : par exemple, la rotation des balais est remplacée par le déclenchement d'une base de temps et les fonctions télégraphiques d'émission et de réception sont assurées par des ensembles électroniques. Les seuls sous-ensembles mécaniques qui subsistent sont le clavier, le traducteur-imprimeur et diverses fonctions secondaires. Cependant, en tête de ligne, les relais télégraphiques d'émission et de réception sont le plus souvent encore maintenus sous leur forme électromécanique.

2.4. Relais télégraphique. — Le relais télégraphique est un relais polarisé à deux positions de travail stables (fig. XII-5). La polarité de l'impulsion qui traverse la bobine d'excitation détermine la position de l'armature mobile et celle du contact solidaire de celle-ci (fig. XII-6). Pour

Aimant permanent

Armature aimantée par l'aimant permanent

Contacts

Bobine

Fig. XII-5

Principe d'un relais polarisé

être utilisé en télégraphie, ce relais doit présenter des caractéristiques déterminées : il doit avoir deux états stables, un temps de réponse très faible et être sensible ; il faut qu'il puisse être manœuvré un très grand nombre de fois. Il doit surtout être symétrique, c'est-à-dire que l'intensité du courant et le temps nécessaires à un basculement doivent être les mêmes pour les deux sens.

Depuis la fin de 1969, on utilise un autre relais télégraphique : il comporte des contacts scellés dans une ampoule remplie d'un gaz inerte et l'armature mobile est une lame flexible en matériau magnétique (fig. XII-7). L'aimantation

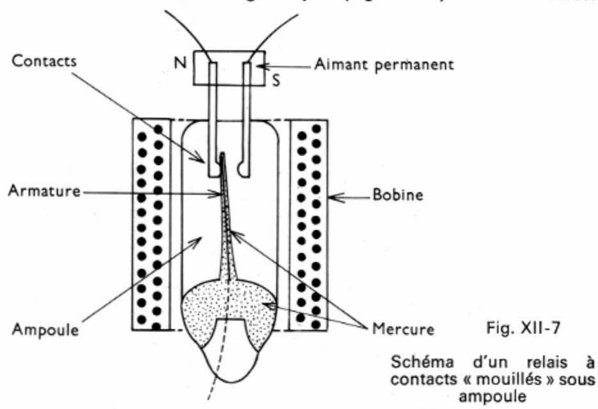


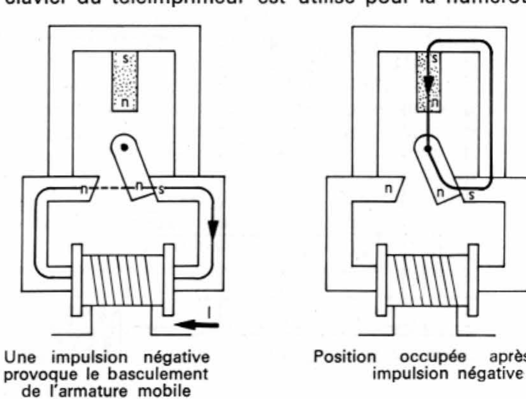
Fig. XII-7

Schéma d'un relais à contacts « mouillés » sous ampoule

de cette lame dépend du sens du courant dans la bobine ; elle se déplace par torsion entre deux contacts polarisés par un petit aimant permanent. Par capillarité, cette lame est recouverte d'une pellicule de mercure qui évite les petites coupures dues au rebondissement de l'armature sur le contact (le contact est fermé par l'intermédiaire du mercure qui se comporte de la même façon qu'une goutte d'eau entre deux doigts).

Parallèlement, ont été développés des circuits électroniques qui pourraient jouer exactement le rôle des relais télégraphiques. L'isolement entre les circuits de commande et les contacts pose encore quelques problèmes dans certains cas.

2.5. Coffret de manœuvre. — Avant d'aborder l'étude des voies télégraphiques et du réseau, il faut signaler un équipement qui, en France, se trouve séparé du téléimprimeur pour diverses raisons : il s'agit du coffret de manœuvre et d'alimentation. Son rôle est bien décrit par son titre : il permet d'envoyer ou de recevoir les appels, il assure la supervision des communications et il alimente l'installation sous les tensions normalisées du signal télégraphique : + 48 V et — 48 V. Ce coffret joue un rôle important pour la signalisation ; par exemple, un appel départ se fait en deux étapes : il faut d'abord manœuvrer les touches du coffret de manœuvre pour que les équipements de réception télégraphique soient connectés sur la ligne dans l'autocommutateur et ensuite seulement, le clavier du téléimprimeur est utilisé pour la numérotation.



Position pendant une impulsion (supposée positive)

Position après une impulsion positive (une autre impulsion positive est sans effet sur l'armature mobile)

Une impulsion négative provoque le basculement de l'armature mobile

Position occupée après une impulsion négative

Fig. XII-6 — Fonctionnement d'un relais polarisé (dans chaque cas on a tracé une ligne d'induction magnétique pour mettre en évidence quel est le champ magnétique qui agit sur l'armature mobile)

3. LES VOIES DE TRANSMISSION TÉLÉGRAPHIQUES

Si, à l'origine du télégraphe, il était concevable de réaliser des voies télégraphiques uniquement avec des conducteurs métalliques, très vite est apparue la nécessité de pouvoir superposer plusieurs voies sur un même support. Aujourd'hui, les systèmes à courants porteurs constituent l'ossature fondamentale du réseau télégraphique. Cependant, sur les parties terminales des lignes ou sur les liaisons courtes, il est plus intéressant de ne pas superposer les voies, et la modulation en courant continu est préférée; ce choix s'explique par la simplicité des organes d'émission et de réception de ce mode de transmission.

3.1. Voies télégraphiques à modulation en courant continu.

— Un circuit télégraphique véhicule beaucoup moins d'informations qu'une ligne téléphonique; aussi, est-il tentant d'essayer d'éviter l'utilisation d'une paire de conducteurs métalliques pour transmettre uniquement des signaux télégraphiques. Cela n'est pas toujours possible, mais si l'on dispose d'une voie téléphonique non parcourue par du courant continu, on utilise une technique appelée *appropriation :* aux deux extrémités de la ligne, on intercale des transformateurs dont un enroulement est à point

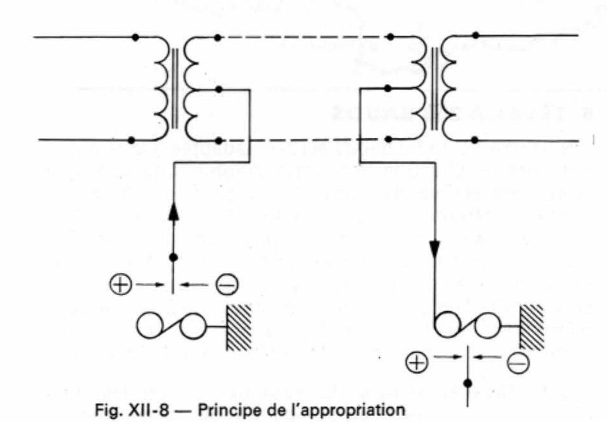


Fig. XII-8 — Principe de l'appropriation

milieu (fig. XII-8). Si les conducteurs sont bien équilibrés par rapport à la terre, des courants télégraphiques égaux passent dans les deux fils en parallèle et la transmission téléphonique n'est pas perturbée. Le plus souvent, on utilise des voies dites *superfantômes* (V. chap. 4) résultant de l'appropriation d'une voie téléphonique, elle-même déjà « fantôme », c'est-à-dire résultant de l'appropriation de deux paires métalliques (fig. XII-9). Il faudrait de plus, des équilibrages extrêmement précis pour que l'on puisse utiliser le retour par la terre; aussi, préfère-t-on l'éviter en se servant de deux fois deux paires pour chaque sens de transmission.

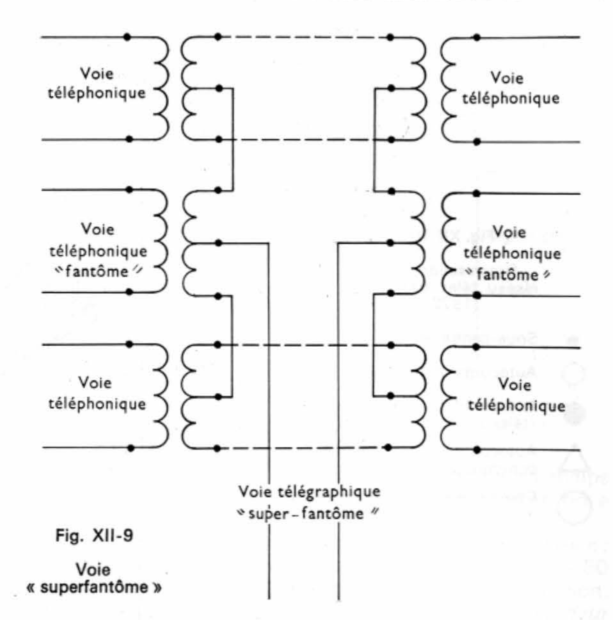


Fig. XII-9

Voie « superfantôme »

3.2. Voies télégraphiques avec courants porteurs.

Sur de longues distances, les systèmes précédents ne sont pas économiques et l'on utilise la modulation de courants porteurs alternatifs.

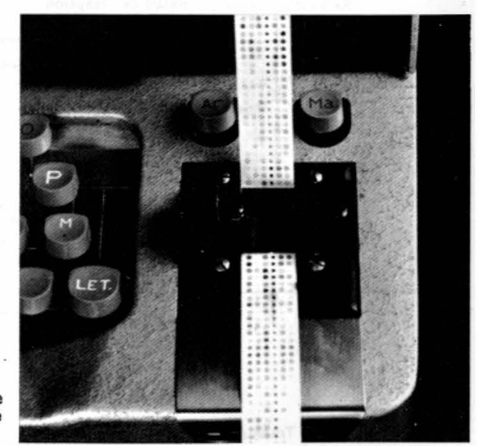
La transmission télégraphique se fait à une rapidité de modulation de 50 bauds (V. chap. 9) ; cela signifie que le spectre de fréquences des signaux pourrait théoriquement se réduire à une largeur de bande de 25 Hz. Pour simplifier les organes de modulation, on choisit une largeur de bande de 120 Hz et ainsi, sur une voie téléphonique dont la bande passante est comprise entre 300 Hz et 3 400 Hz, on peut superposer vingt-quatre voies télégraphiques qu'on désigne sous le nom de *voies harmoniques*. La modulation d'amplitude cède le pas à la modulation de fréquence (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 2), moins sensible aux brusques variations de niveau qui apparaissent sur les faisceaux hertziens, par exemple. Par ailleurs, on utilise de plus en plus des voies télégraphiques fournies par les systèmes de modulation par impulsions codées ou M.I.C. (V. chap. 9).

4. RÉSEAU TÉLÉGRAPHIQUE

Il s'agit d'un réseau distinct du réseau téléphonique général. Il permet de relier des abonnés à des autocommutateurs connectés entre eux. Il écoule un trafic important, ce qui s'explique facilement: les installations terminales de télex sont chères et seules celles qui sont utilisées pour plusieurs communications, chaque jour, sont rentables pour un abonné. Le trafic d'un abonné télégraphique est en moyenne cinq fois plus important que celui d'un abonné téléphonique. Comme la voie télégraphique est plus économique qu'une voie téléphonique, les communications télex sont d'autant plus intéressantes que la liaison est plus



Téléimprimeur avec texte et bande perforée (*SAGEM-C.N.E.T.*)



Télex: détail montrant le passage de la bande perforée (*C.N.E.T.*)

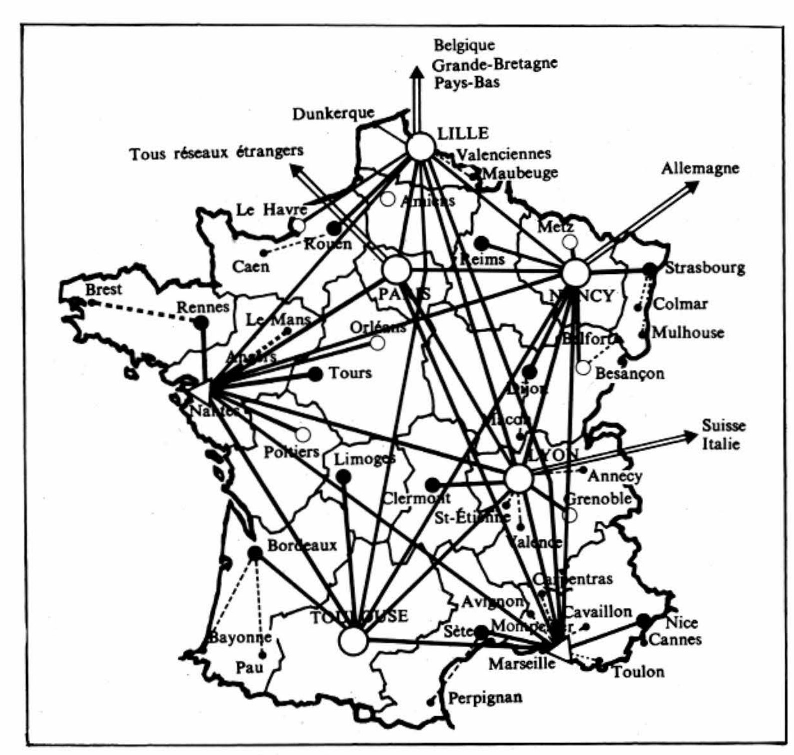


Fig. XII-10

Organisation du réseau télex français (1972)

- ● Sous-centre télex
- ○ Autocommutateur télex
- ⬤ Autocommutateur télex mixte (télex et chaîne publique)
- △ Autocommutateur télex avec commutateur nodal associé
- ◯ Commutateur nodal avec chaîne internationale automatique

longue ; c'est une des raisons pour lesquelles les liaisons internationales supportent environ la moitié du trafic total du réseau télégraphique.

Le réseau télex français, dont la mise en place a commencé en 1950, comporte des autocommutateurs de deux types : à sélection rotative et à barres croisées (*crossbar*), les plus récents et les plus nombreux (V. chap. 7). Ces autocommutateurs diffèrent cependant de ceux des centraux téléphoniques, car le trafic par abonné est plus important et les communications sont plus courtes, ce qui impose de réduire les délais de connexion.

L'articulation générale de ce réseau est donnée par la figure XII-10.

Un aspect particulier de la commutation télégraphique est le problème de la taxation. En effet, le trafic international pourrait difficilement être traité à l'aide de compteurs d'unités de base, comme cela est fait pour le téléphone : outre la diversité des tarifs, il faudrait tenir compte des variations des valeurs relatives des monnaies. Cela a conduit à ne pas faire réaliser le calcul de la taxe directement dans l'autocommutateur et à enregistrer sur un « ticket » sur bande perforée ou magnétique les numéros des demandeurs et demandés, et la durée de la communication. Ces informations sont ensuite traitées automatiquement par ordinateur.

5. TÉLEX À 200 BAUDS

Si la vitesse de 50 bauds est bien adaptée à la télégraphie ordinaire en tant que télédactylographie, une vitesse plus élevée est souhaitable pour la transmission de données. Les lignes téléphoniques permettent d'atteindre des vitesses de 1 200 à 4 800 bauds, mais au prix d'une modulation onéreuse. Comme le signal télégraphique est déjà, par nature, un signal binaire, il a donc paru intéressant d'étendre le service télex en autorisant une vitesse de 200 bauds et en n'imposant plus le codage à cinq moments, ce qui permet d'utiliser un alphabet plus complexe que l'alphabet n° 2.

5.1. Modifications du réseau. — Sur les grandes distances, les voies télégraphiques à 50 bauds sont multiplexées à raison de vingt-quatre par circuit téléphonique. Pour celles à 200 bauds, on utilise une largeur de bande de 480 Hz, en juxtaposant six voies au lieu de vingt-quatre.

Dans les réseaux urbains, l'utilisation de voies à 200 bauds, comportant deux fils avec retour par la terre, crée des perturbations gênantes pour les voies téléphoniques voisines. Pour éviter cet inconvénient, tout en gardant la possibilité de la transmission bidirectionnelle, on dote chaque extrémité d'équipements de translation télégraphique, utilisant une alimentation totalement isolée et un relais différentiel (fig. XII-11).

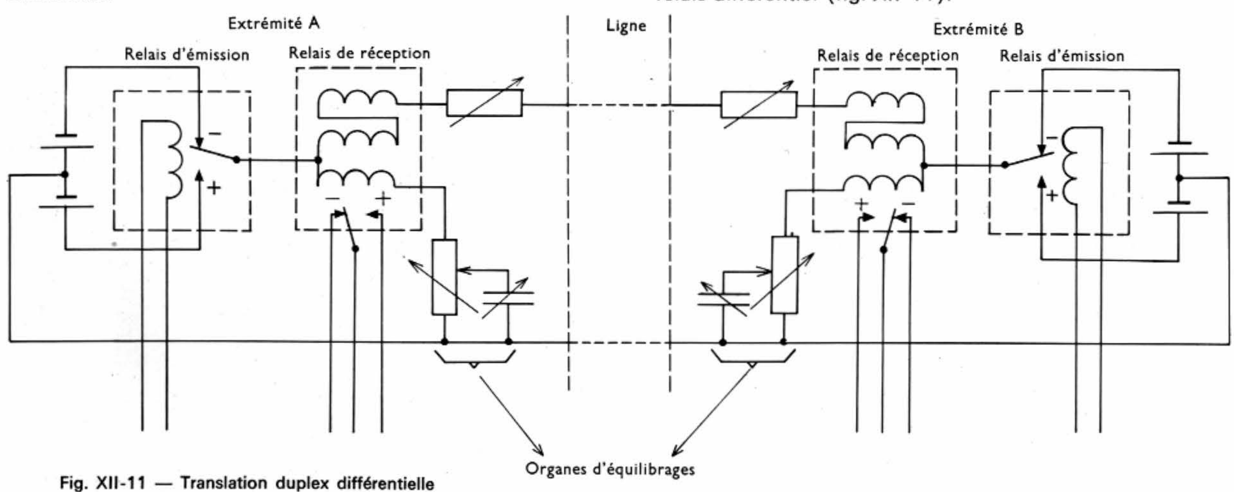


Fig. XII-11 — Translation duplex différentielle

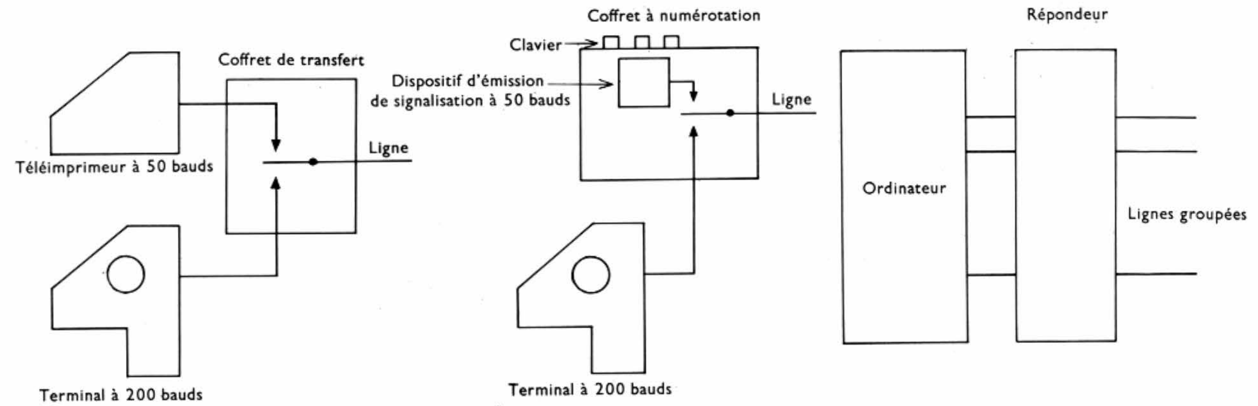


Fig. XII-12 — Équipements terminaux pour le télex à 200 bauds

Seuls les autocommutateurs « crossbar » permettent d'acheminer des communications à des vitesses de 200 bauds sans distorsion exagérée. Les abonnés à ce service sont tous raccordés à des centraux de ce type et leur équipement de ligne est légèrement modifié, car il doit être conçu pour détecter un présignal indiquant qu'il s'agit d'une communication à 200 bauds.

5.2. Équipements terminaux. — Pour ne pas avoir à changer les équipements de réception de tous les autocommutateurs, il a paru préférable de garder la vitesse normale de 50 bauds pour la signalisation. Trois équipements peuvent être utilisés (fig. XII-12) :

— Si l'abonné désire conserver la possibilité de transmettre en télex ordinaire, en plus de son équipement à 200 bauds, il dispose d'un téléimprimeur à 50 bauds (pour la signalisation) et d'un « coffret de transfert » pour transférer la ligne du second au premier, une fois la communication établie.

— Si seule la transmission à 200 bauds est désirée, le téléimprimeur est supprimé. Il faut alors distinguer deux sortes d'utilisation : l'abonné dispose soit d'un terminal isolé (abonné à un centre de traitement en temps partagé), soit d'un terminal à plusieurs lignes groupées (par exemple, l'ordinateur central d'un système de traitement en temps partagé). Pour ces deux utilisations bien distinctes, on a donc prévu deux sortes d'équipements :

- Le terminal isolé est doté d'un *coffret à numérotation :* un clavier permet d'envoyer (toujours à la vitesse de 50 bauds) toute la signalisation d'appel et de numérotation.
- Le terminal à lignes groupées est doté d'un *répondeur télégraphique*, utilisable pour émettre la signalisation de réponse à un appel (sur plusieurs lignes groupées d'ailleurs) et pour envoyer des appels, mais seulement de manière automatique, à l'aide des fils de jonction avec l'ordinateur (V. chap. 11).

À long terme, le réseau international télex sera intégré à un réseau général commuté de transmission de données. Cette tendance s'explique parce que, dans certains pays, le réseau de téléinformatique constitue déjà un service particulier d'un réseau télex moderne (c'est le cas en République fédérale allemande) et dans d'autres, parce que les nouveaux téléimprimeurs ne seront plus raccordés qu'au réseau de données, celui-ci étant bien sûr interconnecté au réseau télex existant (solution française avec le réseau HERMÈS). De toute façon, le télex, premier système de communication réellement international, est appelé à un grand développement.

AUTRES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

MÉDECINE

Dès les débuts de l'électricité, les physiciens, aussi bien que les médecins et les physiologistes, se sont préoccupés des effets produits par le courant électrique sur le corps sain ou malade. De nombreux résultats ont permis de dégager les principes de l'*électrodiagnostic* et de l'*électrothérapie*.

L'électrodiagnostic comprend tous les moyens d'investigation basés, soit sur l'emploi de l'électricité, soit sur l'étude des courants électriques fournis par le corps humain. L'électrothérapie englobe toutes les formes de traitement pour lesquelles sont utilisées les propriétés des courants continus ou alternatifs et celles des rayons X.

Le prodigieux développement de l'électronique a permis d'améliorer les appareils existants et d'en créer de nouveaux qui utilisent des techniques de diagnostic et de traitement plus élaborées, plus rapides et plus efficaces.

ÉLECTRODIAGNOSTIC

CHAPITRE PREMIER

EXAMEN DU CŒUR ET DE LA CIRCULATION

1. ÉLECTROCARDIOGRAPHIE

Le cœur est constitué par un muscle, le myocarde, qui se contracte régulièrement à raison de 60 à 70 contractions par minute pour une personne au repos. À ce travail correspond l'apparition de courants électriques, dits *courants d'action*, témoins de la polarisation et de la dépolarisation du tissu cardiaque. Ces variations du courant d'action, captées au moyen d'électrodes et convenablement amplifiées, sont enregistrées et la courbe relevée constitue un *électrocardiogramme*.

1.1. Principes d'enregistrement. — Les électrodes placées sur le corps forment des *dérivations*. Il en existe plusieurs variétés.

1.1.1. Dérivations périphériques standard d'Einthoven. — Elles sont au nombre de trois. Ces dérivations sont bipolaires. Elles permettent la mesure des différences de potentiel entre des endroits très éloignés du corps. On distingue (fig. I-1) :

— La dérivation I (D_I), bras gauche-bras droit,
— La dérivation II (D_{II}), jambe gauche-bras droit,
— La dérivation III (D_{III}), jambe gauche-bras gauche.

Les électrodes sont fixées à la cheville ou au poignet, préalablement enduits d'une pâte conductrice.

1.1.2. Dérivations périphériques unipolaires de Wilson. — Elles permettent de mesurer les variations de potentiel aux extrémités du corps au moyen d'une électrode *exploratrice* (pôle positif), ce potentiel étant comparé à

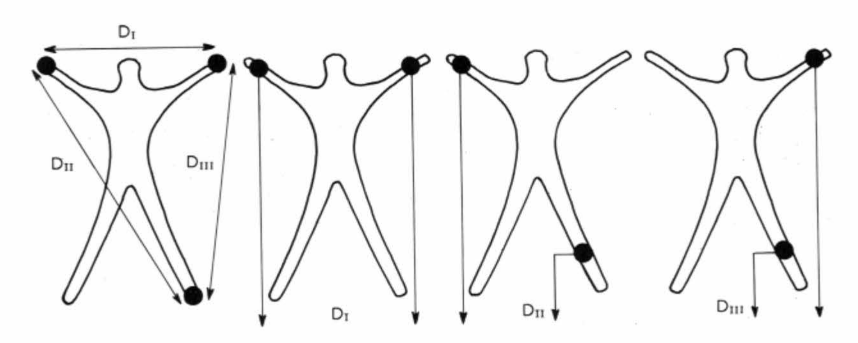


Fig. I-1

Dérivations bipolaires périphériques standard

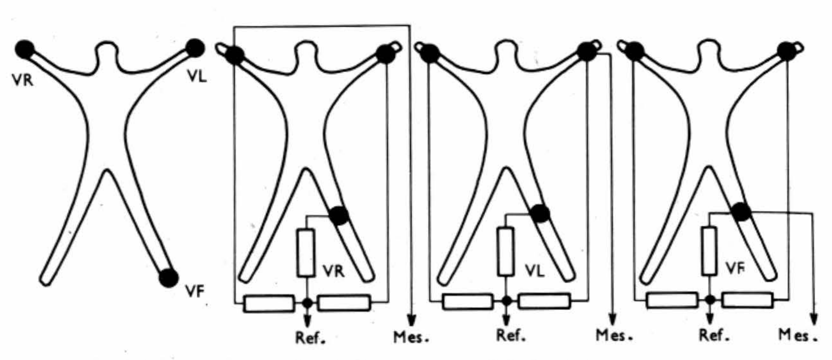


Fig. I-2

Dérivations unipolaires de Wilson

celui d'une électrode de *référence* (pôle négatif) dont le potentiel est constant (fig. I-2). Ce potentiel est celui du point commun à trois résistances de cinq mille ohms reliées respectivement au poignet droit, au poignet gauche et à la cheville gauche. Les deux électrodes sont reliées à un galvanomètre enregistreur. Les dérivations sont nommées *VR* (bras droit), *VL* (bras gauche), *VF* (jambe gauche).

1.1.3. Dérivations périphériques unipolaires de Goldberger. — Dans ce dispositif, l'électrode de référence est reliée à deux extrémités en court-circuit du point de vue électrique. Comme dans le montage précédent, l'électrode exploratrice est reliée à un galvanomètre enregistreur. On nomme ces dérivations *aVR, aVL, aVF* (fig. I-3).

— l'onde *T* correspond à la fin de la contraction ventriculaire et à la repolarisation du myocarde. La durée *QT* est de 0,36 seconde ;

— l'onde *U* apparaît parfois mais elle n'est pas utilisée pour le diagnostic.

1.3. L'appareillage. — Le premier électrocardiographe a été réalisé en 1903. Les électrodes métalliques (en argent, par exemple) sont appliquées contre la peau enduite d'une pâte conductrice. Cette pâte saline n'est pas utile lorsque les électrodes sont remplacées par des plaques métalliques percées de nombreux trous, présentant des bords aigus (un peu comme une râpe) ; ceux-ci franchissent la couche cornée superficielle de la peau et ils assurent un contact direct extrêmement satisfaisant.

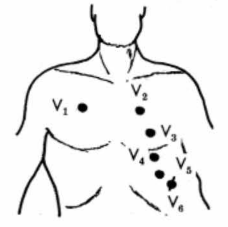


Fig. I-4 — Dérivations précordiales unipolaires

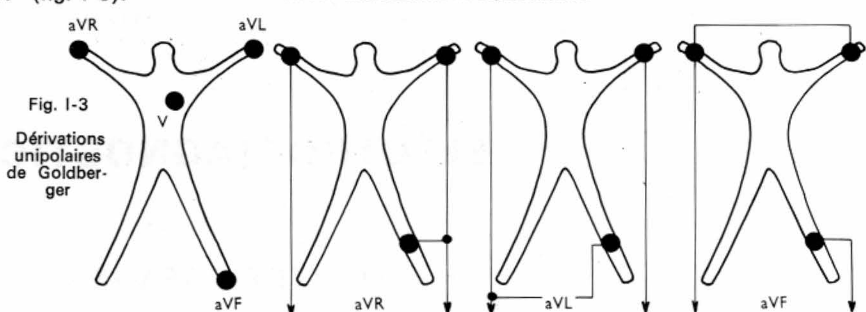


Fig. I-3

Dérivations unipolaires de Goldberger

1.1.4. Dérivations précordiales unipolaires de Wilson. — L'électrode de référence est de type Wilson. Les électrodes exploratrices sont placées près du cœur, en des endroits précis (fig. I-4). On les désigne par la lettre *V*, suivie d'un chiffre :

— V_1 : électrode placée à droite du sternum ;

— V_2 : électrode placée à gauche du sternum ;

— V_3 : électrode placée à mi-distance entre V_2 et le mamelon ;

— V_4 : électrode placée sous le mamelon ;

— V_5 : électrode placée à mi-distance entre le mamelon et la ligne axillaire ;

— V_6 : électrode placée sur la ligne axillaire.

1.2. Électrocardiogramme. — Le tracé relevé, nommé électrocardiogramme, présente un aspect caractéristique ; ses déformations sont le signe d'anomalies dans le fonctionnement cardiaque. À l'état normal, de part et d'autre de la ligne isoélectrique, il présente des crêtes qui se succèdent régulièrement au cours d'une révolution cardiaque et correspondent à la propagation de l'influx nerveux dans le myocarde. Leur repérage se fait à l'aide de lettres et on les nomme ondes *P, Q, R, S, T, U,* qui se distribuent de part et d'autre de la ligne isoélectrique (fig. I-5) :

— l'onde *P* correspond à la contraction de l'oreillette ;

— l'espace PQ correspond au temps écoulé entre le début de la contraction de l'oreillette et celle du ventricule. C'est le temps de conduction atrio-ventriculaire (ou auriculo-ventriculaire). Il est normalement de 0,16 seconde.

— le complexe QRS reflète la contraction des deux ventricules ; sa durée totale est de 0,08 seconde ;

- la pointe *Q* est négative et de peu d'amplitude ;
- la pointe *R* est positive et de grande amplitude ;
- la pointe *S* est négative et de faible amplitude.

Les signaux captés par les électrodes étant très faibles (proches du millivolt), ils sont amplifiés avant d'être transmis au galvanomètre. Ils peuvent être visualisés sur un tube cathodique ou enregistrés sur une bande magnétique.

Les circuits à transistors ont permis de construire des appareils portatifs légers et peu encombrants, alimentés essentiellement par des piles ou des accumulateurs.

Certains appareils, qui pèsent moins d'un kilo cinq cents, peuvent être fixés au corps du patient dont il faut suivre le fonctionnement cardiaque. Les impulsions électriques, captées par les électrodes fixées en différents points de la cage thoracique et des membres, sont reçues par un émet-

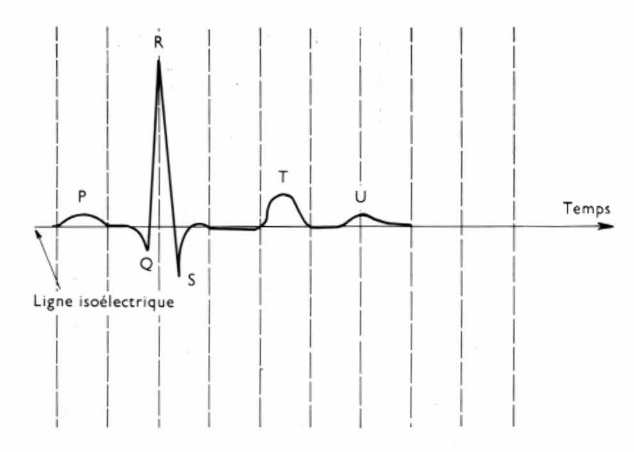
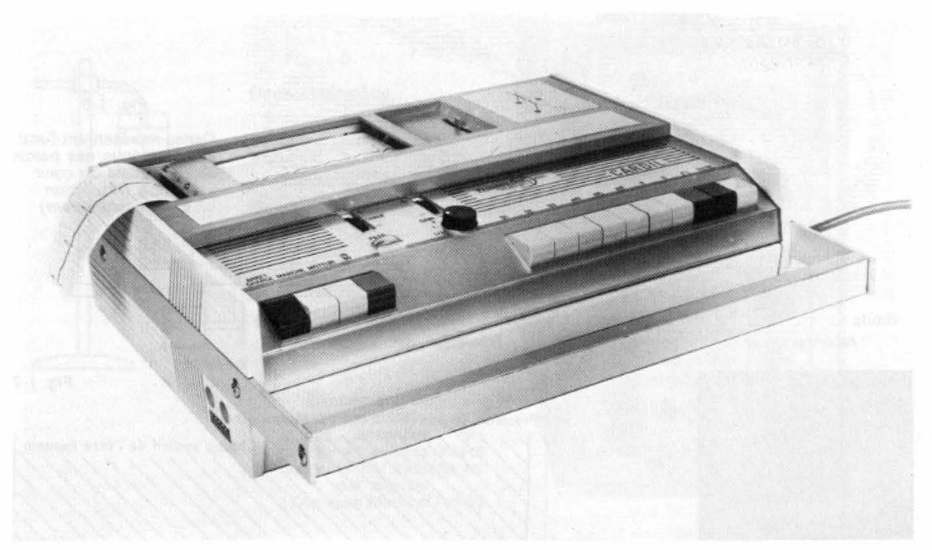
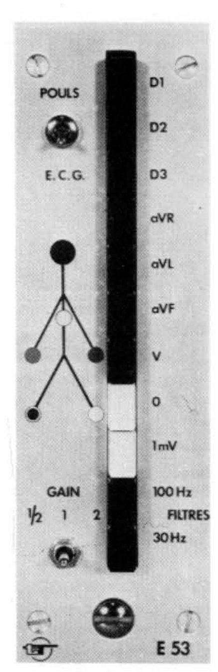


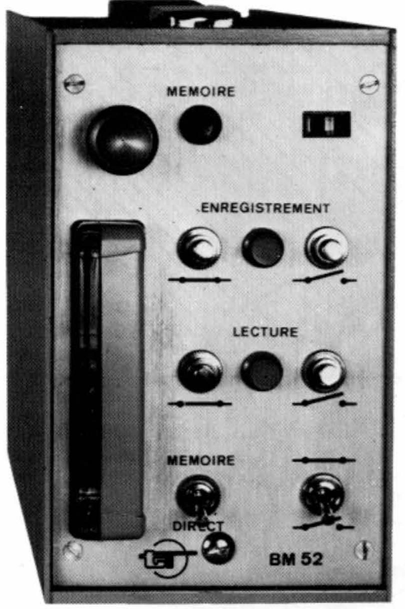
Fig. I-5



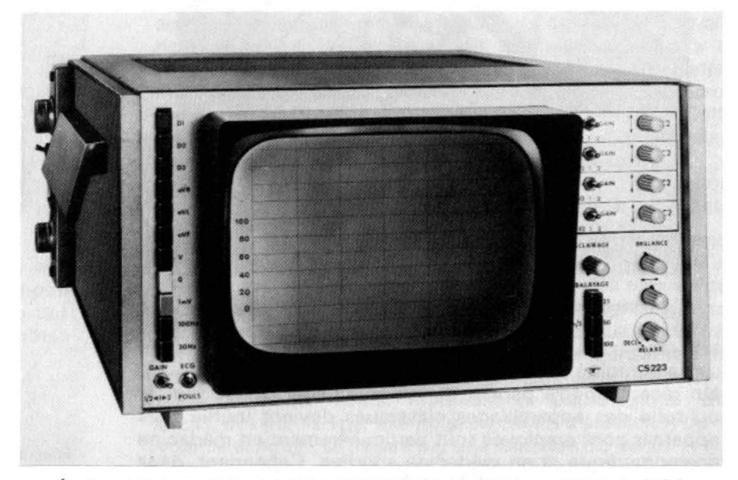
Électrocardiographe portatif ; une piste ; toutes dérivations ; alimentation sur batterie (appareil de diagnostic) (*Thomson Medical Telco*)



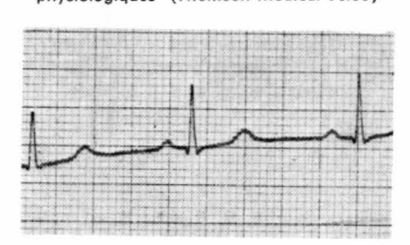
Amplificateur d'électrocardiographie (*Thomson Medical Telco*)



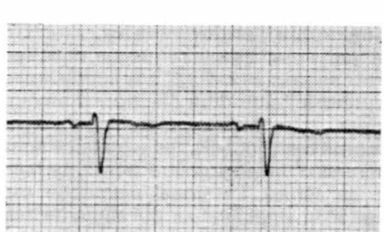
Mémoire magnétique BM 52 ; elle conserve les signaux d'E.C.G. précédant un accident cardiaque et peut recueillir d'autres paramètres physiologiques (*Thomson Medical Telco*)



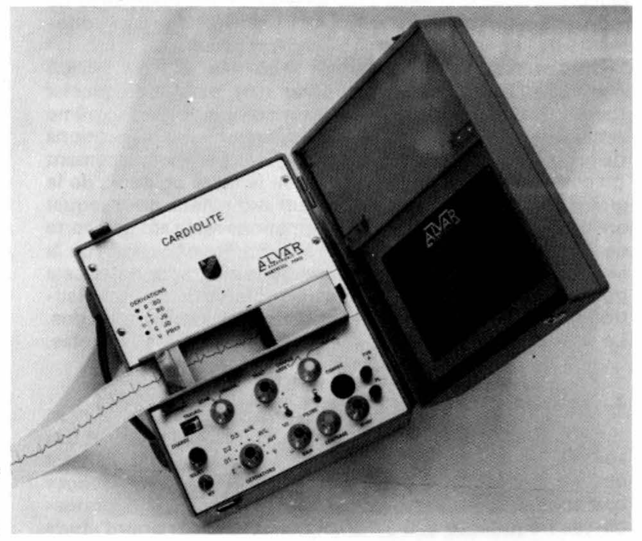
Électrocardioscope à deux canaux, permettant la surveillance continue de l'ECG (*Thomson Medical Telco*)



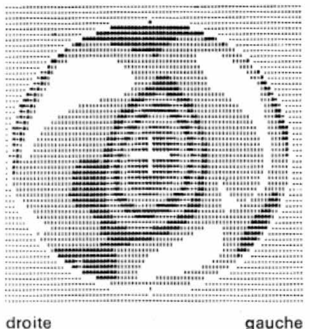
Électrocardiogramme



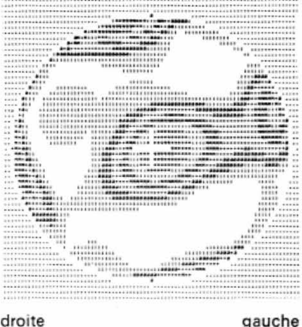
Électrocardiogramme



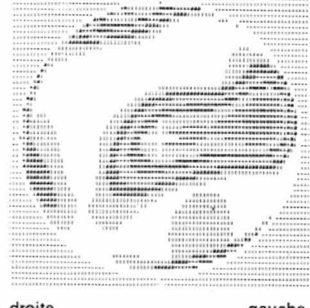
Électrocardiogramme portatif à inscription thermofusible (*Alvar Electronic*)



droite gauche
Image normale



droite gauche
Artériosclérose coronarienne



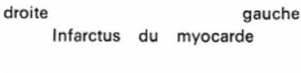
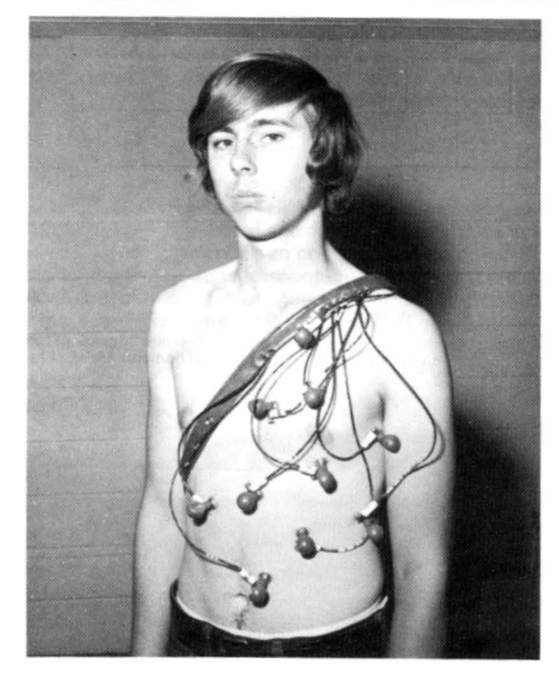


Fig. I-6

Cartes représentant l'activité électrique des parois antérieures du cœur (*High Resolution Electrocardiogram*)



Position des électrodes du H.R.E. (*L.H. Krohn*)

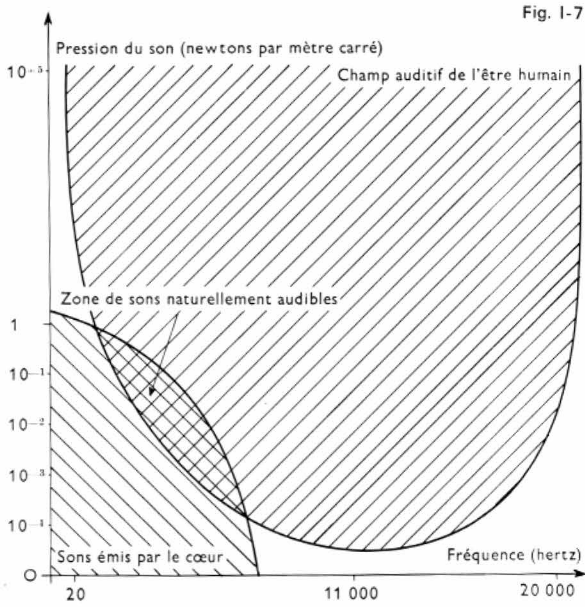
teur miniature (à transistors) et sont transformées en signaux radioélectriques (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 1). Un récepteur fixe permet de les enregistrer. Ainsi, tout fil ou tube des appareillages classiques devient inutile. Ces appareils sont employés tout particulièrement en médecine cosmonautique et en médecine sportive. Cependant, dans ce dernier domaine, la télémesure n'est possible que sur un sujet peu mobile, par exemple, un coureur pédalant sur place sur une bicyclette d'examen car il est nécessaire de réduire au minimum l'influence des parasites dus aux frottements de la peau, aux déplacements musculaires, etc.

Une réalisation américaine, nommée H.R.E. (*High Resolution Electrocardiogram*) (fig. I-6), permet de déceler toute insuffisance de la circulation coronaire. Son extrême sensibilité la rend utilisable pour détecter les modifications de la conductivité électrique provoquées par le déplacement du cœur dans la cage thoracique de la mère au cours de la grossesse. L'appareil est relié à un ordinateur pour lequel ont été codées des milliers d'informations réalisant une sorte de carte géographique du cœur à n'importe quel stade de la révolution cardiaque, milliseconde par milliseconde et cela pour tous les âges. Le dispositif comporte quinze électrodes placées sur la poitrine et la partie supérieure du dos. La carte cardiaque du sujet est fournie en quelques minutes.

2. PHONOCARDIOGRAPHIE

Cette technique permet l'enregistrement des bruits et des souffles cardiaques et, notamment, de ceux qui ne peuvent être perçus à l'oreille (fig. I-7). Les signaux de fréquences basses (20 à 75 Hz) et les signaux dits de moyennes-basses fréquences (75 à 150 Hz) sont utilisés pour l'étude

Fig. I-7



des bruits cardiaques. Les signaux de moyennes-hautes fréquences (150 à 300 Hz) et ceux de hautes fréquences (au-delà de 300 Hz) servent pour l'étude des souffles cardiaques (fig. I-8).

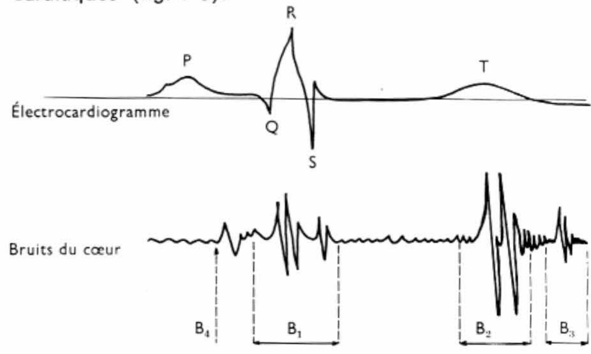


Fig. I-8 — Il existe quatre bruits du cœur : B_1, B_2, B_3 et B_4 ; B_1 est contemporain de la systole ventriculaire ; B_2 marque la fin de celle-ci ; B_3 et B_4, inaudibles par l'oreille, ne s'inscrivent pas nécessairement sur le phonocardiogramme

2.1. Phonocardiographie endocavitaire. — Un cathéter est introduit par voie vasculaire jusque dans les cavités du cœur où il est soumis aux vibrations acoustiques qui seront ensuite captées à l'aide d'un électromanomètre ou d'un micromanomètre.

Dans l'**électromanomètre** (fig. I-9), les vibrations sont transmises à la membrane d'un manomètre par l'intermédiaire d'une colonne de sérum. Le signal électrique est alors appliqué à l'entrée d'un amplificateur qui alimente des dispositifs de mesure (galvanomètre), d'observation (oscilloscope) et d'enregistrement. Les oscilloscopes sont

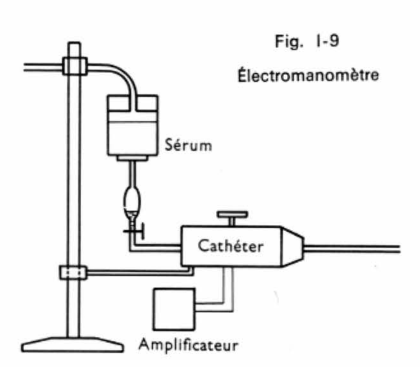
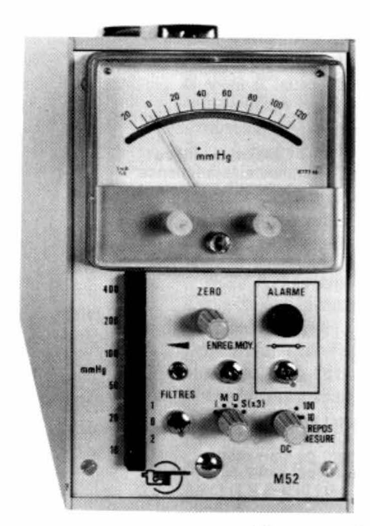
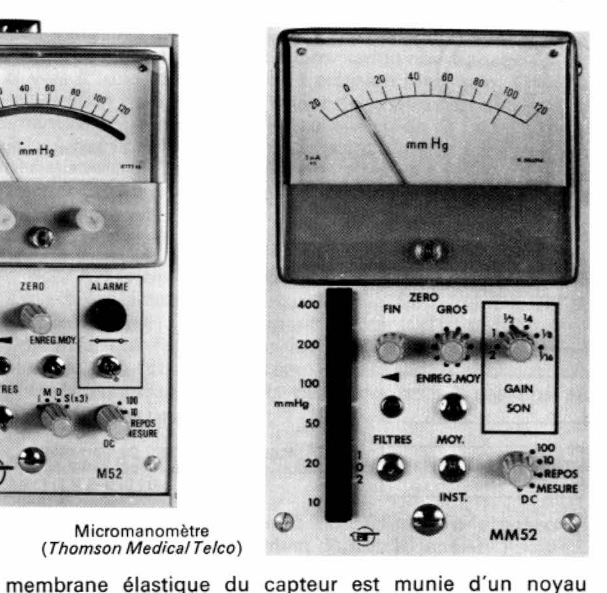


Fig. I-9

Électromanomètre

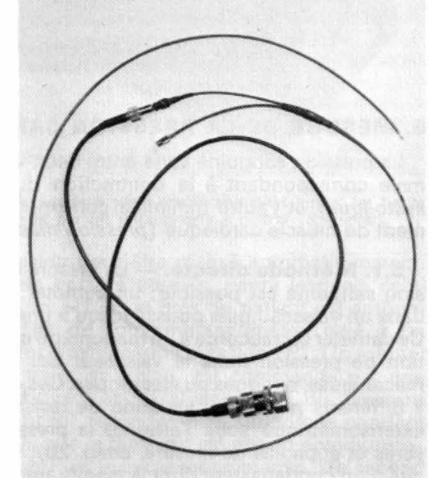


Électromanomètre : mesure des pressions sanguines artérielles, veineuses et endocavitaires obtenues par cathéter ou par aiguille (*Thomson Medical Telco*)




Micromanomètre (*Thomson Medical Telco*)

à écran rémanent ; l'enregistreur est à plume ou photographique. L'appareil de mesure, l'oscilloscope et l'enregistreur sont branchés en parallèle. Cet appareillage est utilisé pour le cathétérisme des cavités droites ou gauches du cœur, pour la mesure continue de la pression artérielle au moyen d'un cathéter placé dans l'artère radiale, pour la mesure des pressions dans différents viscères (foie, vessie, par exemple).



Sonde micromanométrique (*Thomson Medical Telco*)

Un **micromanomètre** peut être inclus dans le cathéter (directement en contact avec la membrane) ; l'ensemble constitue un capteur miniature (fig. I-10) qui se place à l'endroit exact où se produit le bruit ou le souffle à analyser. Il est relié à une prise extérieure par un câble gainé. La

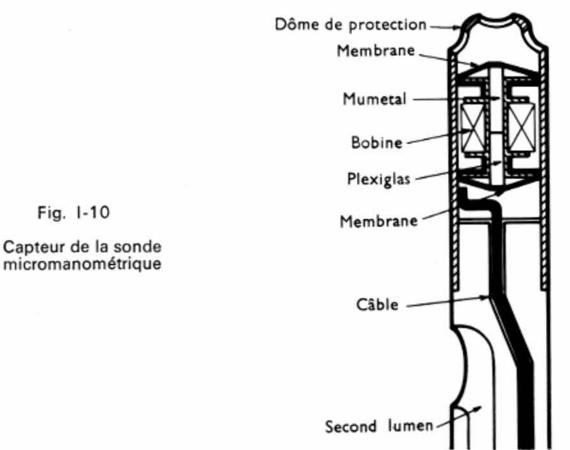
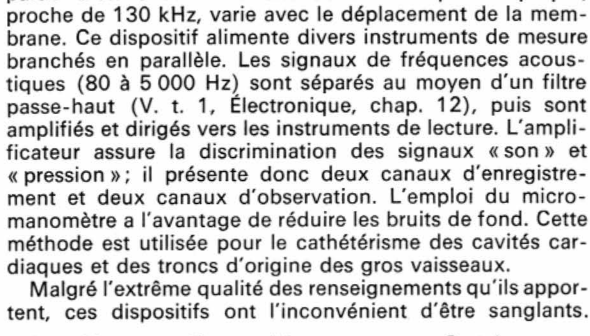


Fig. I-10

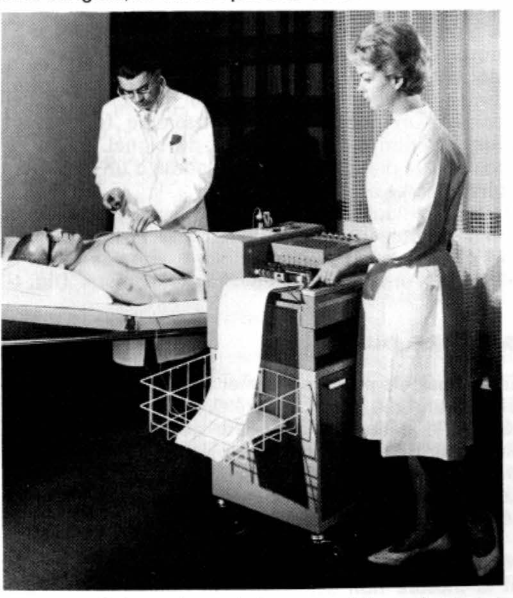
Capteur de la sonde micromanométrique



membrane élastique du capteur est munie d'un noyau plongeur magnétique qui plonge dans une bobine faisant partie d'un circuit oscillant dont la fréquence propre, proche de 130 kHz, varie avec le déplacement de la membrane. Ce dispositif alimente divers instruments de mesure branchés en parallèle. Les signaux de fréquences acoustiques (80 à 5 000 Hz) sont séparés au moyen d'un filtre passe-haut (V. t. 1, Électronique, chap. 12), puis sont amplifiés et dirigés vers les instruments de lecture. L'amplificateur assure la discrimination des signaux « son » et « pression » ; il présente donc deux canaux d'enregistrement et deux canaux d'observation. L'emploi du micromanomètre a l'avantage de réduire les bruits de fond. Cette méthode est utilisée pour le cathétérisme des cavités cardiaques et des troncs d'origine des gros vaisseaux.

Malgré l'extrême qualité des renseignements qu'ils apportent, ces dispositifs ont l'inconvénient d'être sanglants.

2.2. Phonocardiographie externe. — Certains appareillages de phonocardiographie évitent l'introduction d'un cathéter tout en permettant des diagnostics très sûrs, en cas d'angine de poitrine, par exemple. Un microphone, placé sur la poitrine du malade, capte les bruits du cœur ainsi que les sons correspondant aux vibrations de l'ensemble du cœur. Après amplification, ces signaux sont enregistrés graphiquement. Toute modification pathologique des bruits, des parois (par exemple, un défaut d'élasticité) ou du volume sanguin, se traduit par une variation du tracé.



Polyenregistreur à six canaux (*Siemens*)

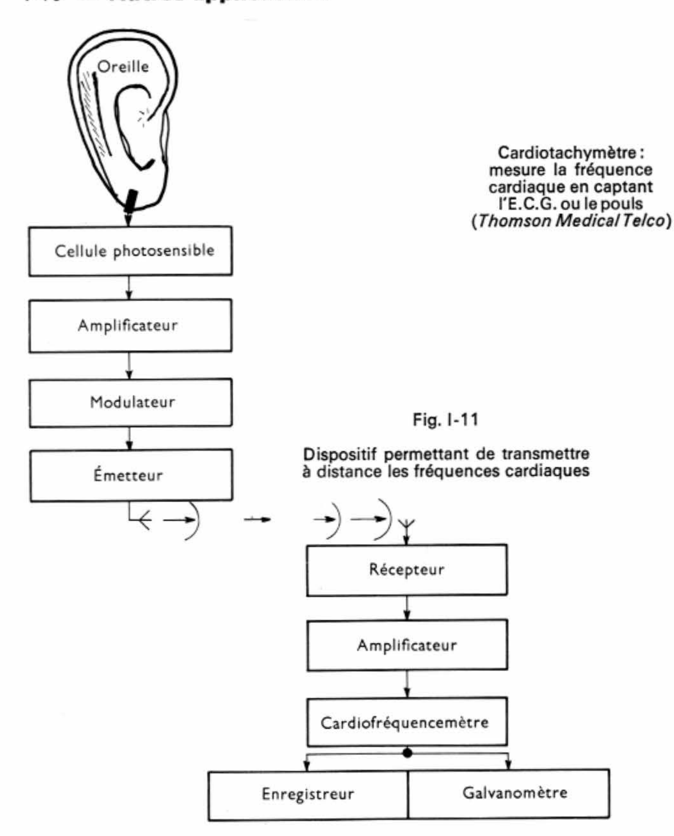
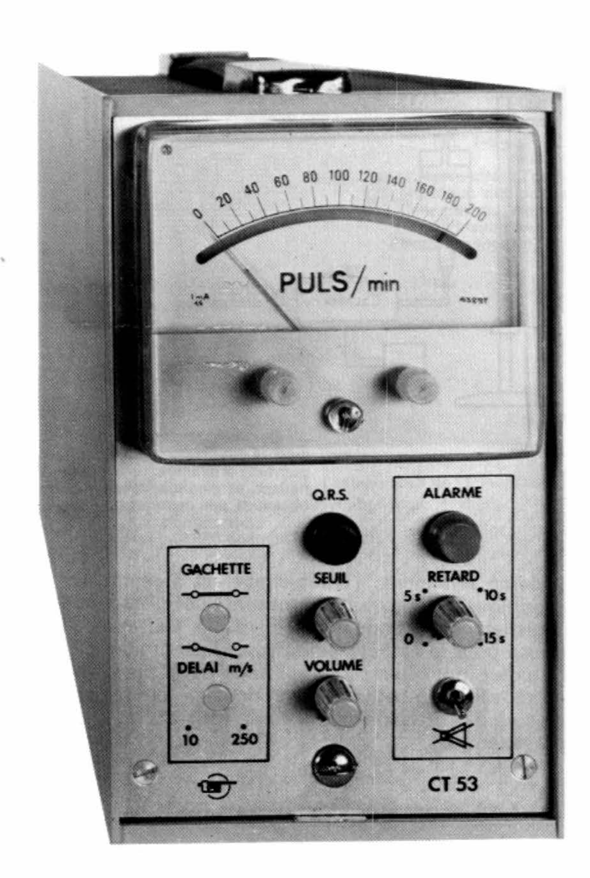




Fig. I-11

Dispositif permettant de transmettre à distance les fréquences cardiaques



Cardiotachymètre : mesure la fréquence cardiaque en captant l'E.C.G. ou le pouls (*Thomson Medical Telco*)

3. MESURE DE LA FRÉQUENCE CARDIAQUE

L'enregistrement de la fréquence cardiaque présente de l'intérêt, non seulement en médecine sportive et en médecine du travail mais aussi en chirurgie où, pendant les interventions importantes, l'examen continu permet à l'anesthésiste de surveiller le rythme du cœur. La mesure de cette fréquence peut être réalisée à l'aide d'un *cardiofréquencemètre* ou *cardiotachymètre*. Dans cet appareil, on utilise le fait que la dilatation des capillaires périphériques, à chaque arrivée de l'ondée sanguine (ou *systole*), s'accompagne d'une augmentation momentanée et rythmique de l'opacité des tissus. Celle-ci peut être détectée par transillumination, particulièrement au niveau de l'oreille. Le système capteur est composé d'une source lumineuse et d'une cellule photoélectrique fixées de part et d'autre du lobe au moyen d'une pince. À chaque systole, la variation d'opacité du lobe provoque une variation de l'intensité lumineuse et, par conséquent, de la résistance de la photocellule. Le signal électrique, engendré dans le circuit contenant la cellule, est amplifié et commande un ensemble fournissant un courant fonction de la fréquence du signal. La valeur de celle-ci est lue directement sur le cadran d'un galvanomètre (lecture directe) ou est enregistrée.

Cet appareillage peut être modifié pour la télémesure ; la cellule photosensible est alors reliée à un émetteur fixé sur le sujet. Les signaux reçus sont détectés avant d'être appliqués à l'entrée d'un cardiofréquencemètre (fig. I-11).

4. MESURE DU POULS

La mesure du pouls est ramenée à la mesure de la fréquence d'une d.d.p. qui est prélevée entre deux électrodes reliées à la peau par une pâte conductrice ou qui est délivrée par un petit appareil appelé *pulsatron*, qui se place entre deux doigts maintenus serrés par une attache.

Les électrodes, fixées sur la peau du sujet, peuvent être reliées à un microémetteur à modulation de fréquence associé à un amplificateur. Cet amplificateur d'impulsions cardiaques peut être remplacé par d'autres systèmes permettant la mesure non seulement du pouls mais aussi de la température ou du rythme respiratoire.

5. MESURE DE LA PRESSION SANGUINE

La pression sanguine varie entre deux valeurs, une maximale correspondant à la contraction du cœur (*pression systolique*) et l'autre minimale correspondant au relâchement du muscle cardiaque (*pression diastolique*).

5.1. Méthode directe. — La mesure directe de la pression sanguine est possible ; un cathéter doit être introduit dans un vaisseau puis poussé jusqu'à une cavité cardiaque. Ce cathéter est raccordé à un manomètre qui indique la variation de pression dans le vaisseau. Les manomètres sont mécaniques, optiques ou électriques. Ces derniers font appel à différents principes : variation de résistance d'une jauge extensométrique sous l'effet de la pression (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 20), variation de capacité d'un condensateur dont la membrane manométrique est une armature, effet piézoélectrique (on sait qu'un cristal de quartz permet d'obtenir une tension électrique fonction de la pression à laquelle il est soumis ; V. t. 1, Électronique, chap. 16).

Ces procédés sont très sûrs. Ils donnent les pressions maximale, minimale et moyenne et une courbe indiquant la pression tout au long du cycle cardiaque (fig. I-12).

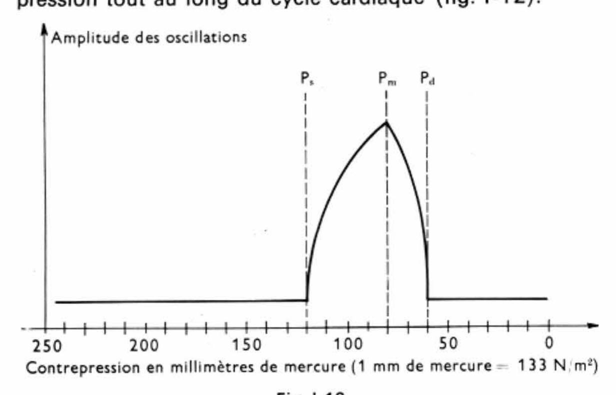
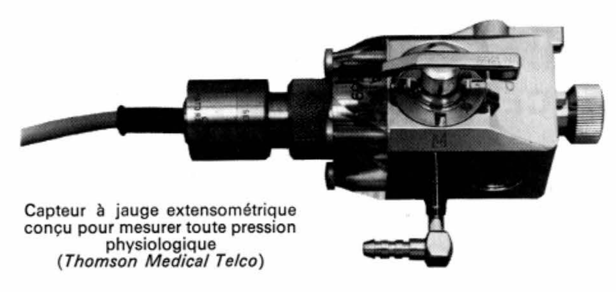


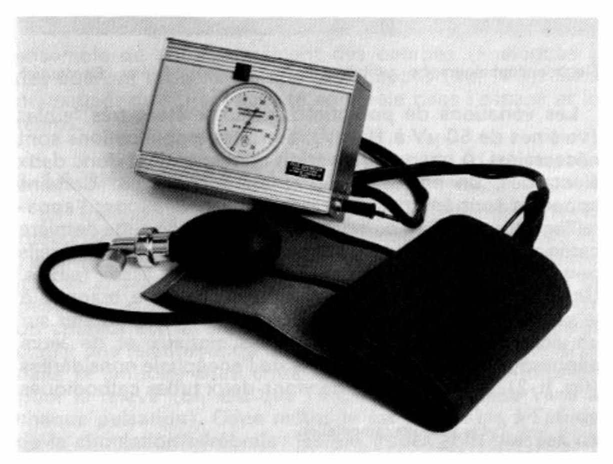
Fig. I-12

P_s : pression systolique ; P_m : pression moyenne ; P_d : pression diastolique



Capteur à jauge extensométrique conçu pour mesurer toute pression physiologique (*Thomson Medical Telco*)

5.2. Méthode indirecte. — Encore appelée *sphygmomanométrie*, cette méthode impose d'arrêter la circulation sanguine en un lieu choisi du corps (un membre) à l'aide d'un brassard gonflable et de diminuer ensuite la pression dans le brassard afin de mesurer la pression artérielle lorsque l'ondée sanguine apparaît : c'est la pression systolique (valeur maximale) qui est ainsi obtenue. L'enregistrement de la pression peut être réalisé automatiquement. Plusieurs dispositifs ont été étudiés, parmi lesquels celui de Van de Walle (fig. I-13) : le bras du patient est entouré par un brassard (*B*) de sphygmomanomètre, relié à un dispositif permettant d'exercer une pression (*P*). Un robinet (*R*), placé sur le trajet du tuyau, est commandé par une minuterie automatique (*M*). L'alimentation du brassard est assurée pendant 60 secondes puis supprimée pendant 20 secondes, tandis que le brassard est mis en communication avec l'extérieur. Puis le cycle recommence. Un second brassard (*B'*), placé sous le premier et relié à lui par un orifice de faible dimension (*O*), sert pour l'enregistrement des variations de la pression artérielle. L'orifice *O* a pour rôle de supprimer les pulsations sanguines transmises de *B* vers *B'* une fois dépassée la pression maximale. Lorsque la pression de *B* atteint la valeur de la pression diastolique (minimale), le bruit apparaît au niveau de *B'* ; il est transformé par le détecteur *D* et un point s'inscrit sur le papier enregistreur *E*. Chaque bruit apparaît sous forme d'un point jusqu'à ce que *B* transmette la pression maximale ; *B'* devient alors muet et l'inscription des points cesse. Après 20 secondes d'arrêt, l'alimentation est de nouveau assurée.



Sphygmomanomètre anéroïde à triple membrane dans lequel les bruits artériels sont captés par un microphone à quartz (*Spengler*)

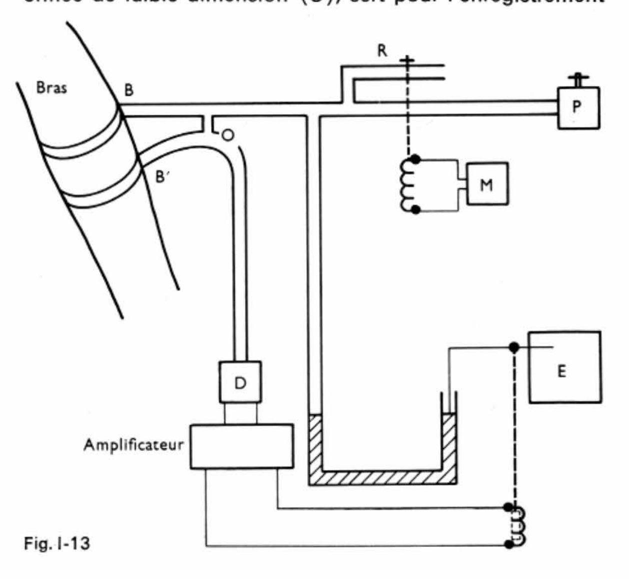


Fig. I-13

5.3. Artériopiézogramme. — Des dispositifs à quartz servent également pour mesurer la pression artérielle (effet piézoélectrique). Ils permettent d'obtenir des *artériopiézogrammes* qui représentent les variations de la pression sanguine en fonction du temps. Ces relevés peuvent être réalisés en plusieurs points de l'organisme à des fins de comparaison.

6. MESURE DU DÉBIT SANGUIN OU PLÉTHYSMOGRAPHIE

6.1. Pléthysmographe à amplification électronique. — Cet appareil dérive d'un très ancien appareil, l'*oncographe*. Une partie d'un organe (un doigt, par exemple) est placée dans une cavité rigide et l'obture (fig. I-14) ; toute variation du volume de l'organe, sous l'influence de l'ondée sanguine, provoque une modification de la pression à l'intérieur de cette cavité. La mesure du débit sanguin se déduit donc de celle de la pression. Pour cela, la variation de pression est transmise à la membrane d'une capsule dont la vibration est utilisée pour engendrer des signaux électriques. Après amplification, ils sont envoyés vers un galvanomètre à plume et sont enregistrés.

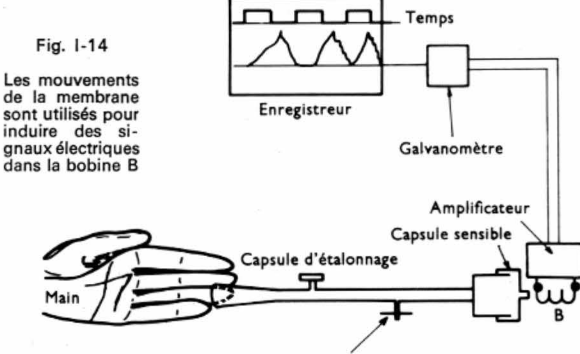


Fig. I-14

Les mouvements de la membrane sont utilisés pour induire des signaux électriques dans la bobine B

6.2. Pléthysmographe à impédance. — Le principe de cet appareil est simple : la mesure du débit sanguin est ramenée à la mesure de la résistance électrique des tissus profonds car celle-ci varie au passage de l'ondée sanguine (la résistance électrique de la peau, en parallèle avec la précédente du point de vue électrique, n'intervient pas car elle est beaucoup trop grande). Cette résistance est mesurée entre deux électrodes-bracelets (enserrant un membre, par exemple), placées à une distance *d* l'une de l'autre. Toute augmentation de volume détermine dans ce segment de membre une diminution de la résistance et, connaissant la résistivité du sang, la résistance de base du segment et sa variation (par lecture sur le cadran de l'appareil), il est possible de déduire le débit sanguin.

6.3. Méthode électromagnétique. — Une autre méthode de mesure du débit sanguin fait appel à l'électromagnétisme : elle est basée sur le fait que, dans une portion *AB* de vaisseau sanguin, le sang est assimilable à un conducteur mobile et qu'une d.d.p. peut être induite entre *A* et *B* si ce vaisseau est placé dans un champ magnétique constant (V. t. 1, Électricité, chap. 25). Cette différence de potentiel est proportionnelle à la vitesse du sang dans le vaisseau ; elle permet de déduire le débit cherché. Cette méthode est très sensible mais elle présente l'inconvénient d'exiger la dénudation du vaisseau, aussi est-elle le plus souvent réservée à la physiologie expérimentale.

CHAPITRE II

EXAMEN DE L'ENCÉPHALE

1. ÉLECTROENCÉPHALOGRAPHIE

L'électroencéphalographie est une technique d'enregistrement graphique des variations des potentiels de divers points du cerveau. Si les électrodes, qui permettent de relever ces potentiels, sont placées à la surface du crâne, le tracé obtenu est appelé *électroencéphalogramme;* lorsqu'elles sont placées directement sur la méninge externe (pie-mère), comme cela est possible au cours de certaines interventions neurochirurgicales, on parle d'*électrocorticogramme.*

C'est Hans Berger, en 1929, qui créa le terme d'électroencéphalographie et qui réalisa le premier appareil de détection et d'enregistrement des principales ondes cérébrales. Depuis lors, l'électroencéphalographie est devenue un moyen classique d'investigation en neuropsychiatrie.

1.1. Électroencéphalogramme. — Le tracé peut montrer plusieurs catégories d'ondes, ou rythmes (fig. II-1) :

— *Les ondes alpha* (α), dites de repos, correspondant à l'activité fondamentale, spontanée, des cellules nerveuses. Elles traduisent un état de veille diffuse et sont particulièrement nettes au niveau des régions occipitales, pariétales et temporales. Leur fréquence se situe entre 8 et 12 Hz. Leur amplitude est voisine de 30 μV sur le scalpe.

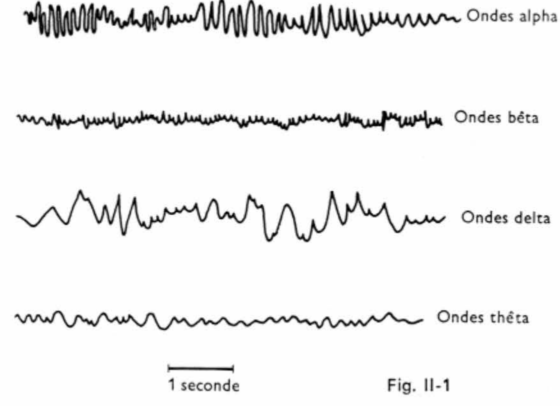


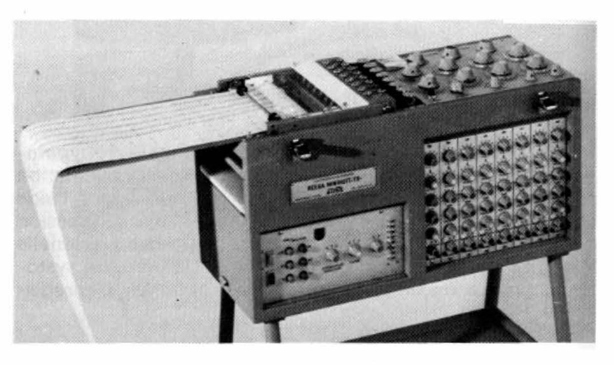
Fig. II-1

— *Les ondes bêta* (β), dites d'activité physiologique, correspondant à une réponse bioélectrique à des messages venus de l'extérieur. Elles traduisent un état de veille attentive. Leur fréquence est voisine de 25 Hz. Elles sont irrégulières, rapides, peu amples (amplitude proche de 10 μV) et sont particulièrement nettes dans les régions avoisinant la scissure de Rolando.

— *Les ondes delta* (δ), qui apparaissent au cours du sommeil profond ou de certains états pathologiques (coma, par exemple). Elles sont amples et lentes. Leur fréquence est de 3 Hz.

— *Les ondes thêta* (θ), s'observant dans la région temporo-frontale chez l'enfant et, chez l'adulte, dans certains états pathologiques. Elles sont irrégulières, surviennent souvent par « bouffées ». Leur fréquence est de 4 à 7 Hz.

1.2. Technique d'enregistrement. — Le sujet est étendu, au repos physique, mental et sensoriel. Les électrodes sont placées sur le scalpe, en des points correspondant aux localisations cérébrales sous-jacentes. Avec les dérivations unipolaires, on mesure la différence de potentiel entre deux électrodes, l'une placée dans la zone active et l'autre, dite indifférente, placée dans une zone inactive. Des dérivations bipolaires sont également utilisées; les deux électrodes sont alors placées en zone active. Ce dernier dispositif permet une localisation précise de lésions cérébrales, car il est possible de faire varier la distance entre les deux électrodes.



Électroencéphalographe portable à huit canaux (*Alvar Electronic*)

Les variations de potentiel à mesurer étant très faibles (voisines de 50 μV à 10 mV), de fortes amplifications sont nécessaires. À chaque dérivation correspondent donc deux électrodes, un amplificateur et un enregistreur. Certains appareils sont équipés de trente-deux dérivations; l'appareillage courant n'en comporte que huit. Dans cette dernière catégorie, les transistors ont permis de réaliser des appareils portatifs d'un encombrement et d'un poids assez faibles. Un dispositif, appelé *toposcope*, qui peut être branché à la sortie de l'électroencéphalographe, permet d'obtenir sur un écran une vue d'ensemble des signaux et de leurs déphasages, suivant les régions de l'encéphale considérées (fig. II-2). Il est composé de vingt-deux tubes cathodiques

Tubes à rayons cathodiques

Électrodes

Fig. II-2

Dispositions des tubes à rayons cathodiques dans un toposcope

(V. t. 1, Électronique, chap. 5) à balayage polaire, chacun d'eux étant soumis à une différence de potentiel relevée entre deux électrodes. Le balayage polaire rend l'écran lumineux. Si la grille de commande (wehnelt) est soumise à une tension électrique alternative, il se produit une modulation de la luminosité: le spot est brillant lorsque la tension est positive et est éteint lorsqu'elle est négative. Si la période de la tension de commande est égale à la moitié du temps mis par le spot pour faire un tour complet, on obtient quatre secteurs brillants et quatre secteurs sombres. La fréquence de la vibration peut donc être déduite du nombre des secteurs éclairés.

2. ÉLECTROCARTOGRAPHIE CÉRÉBRALE

Cette technique, mise au point par le docteur Remond, à la Salpêtrière, permet l'établissement d'une sorte de carte de l'activité cérébrale à partir de points (57 points de fixation des électrodes) situés sur la boîte crânienne. L'appareil, nommé *phasotron*, permet d'enregistrer les informations (différences de potentiel) sur un ruban magnétique après un codage convenable (elles servent à moduler en fréquence un signal). Un calculateur électronique traite ensuite ces informations après qu'elles aient été converties en nombres (conversion analogique-digital). Les résultats fournis par l'ordinateur se présentent sous la forme d'un

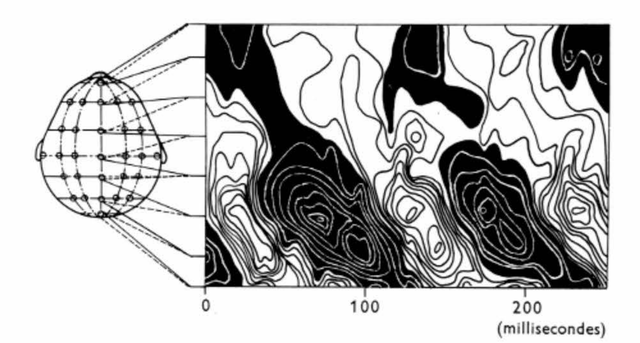


Fig. II-3 — Nappe spatiotemporelle différentielle; activité spontanée le long d'une ligne longitudinale médiane. Cette nappe suggère l'existence d'un cheminement de l'activité α de la région frontale à la région occipitale. En ordonnée les positions réelles et virtuelles de la ligne topographique d'enregistrement. Les courbes sont les lieux des points de même amplitude. Le blanc marque une polarité positive, le noir une polarité négative. (*C.N.R.S.*)

ensemble de points dessinant des courbes (analogues à des courbes de niveau), appelées nappes (fig. II-3). Elles permettent de situer l'activité cérébrale dans l'espace et le temps.

3. LA RHÉOENCÉPHALOGRAPHIE

La rhéoencéphalographie est une application de la rhéographie. Celle-ci consiste en l'étude des variations de l'intensité d'un courant alternatif de fréquence assez grande (20 kHz) passant entre deux électrodes appliquées sur la peau, par exemple, le long d'un trajet artériel. Le passage du courant est favorisé par l'ondée sanguine et l'on peut établir une relation entre un rhéogramme et le débit artériel dans le territoire situé entre les deux électrodes utilisées pour le relevé (on sait que l'impédance tissulaire varie à chaque pulsation). Cette méthode est applicable à l'étude de la circulation cérébrale : les électrodes sont placées de façon symétrique de chaque côté de la tête et du cou (fig. II-4). Les tracés droit et gauche sont enregistrés simultanément, en même temps qu'un électrocardiogramme de référence.

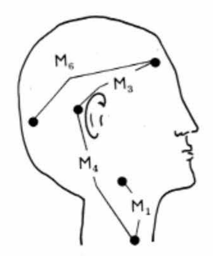


Fig. II-4

Montages 1 et 4 : circulation carotidienne. Montages 3 et 6 : circulation hémisphérique

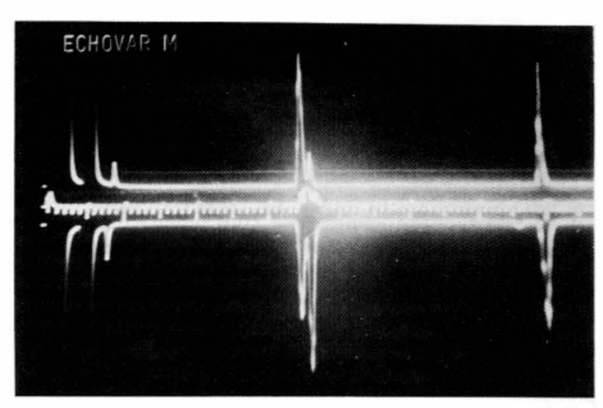
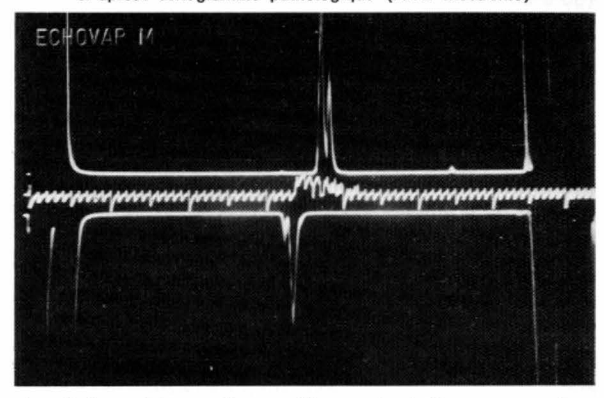


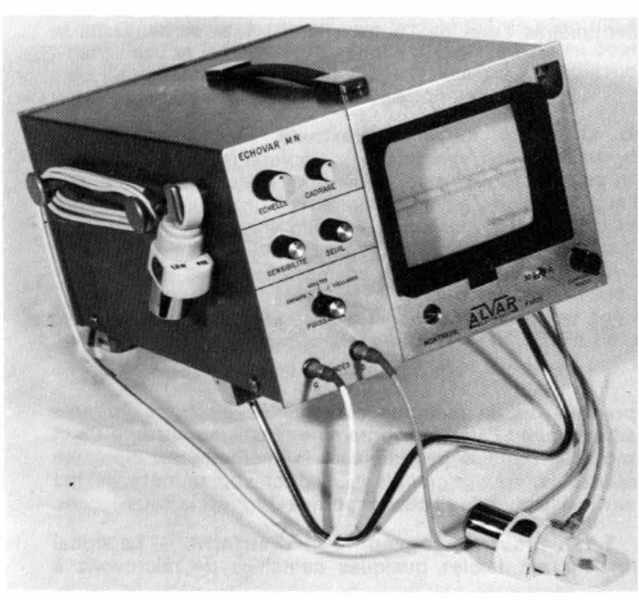
Fig. II-5 — Ci-dessus : échogramme normal avec échelle électronique ; ci-après : échogramme pathologique (*Alvar Electronic*)



visualisé sur l'écran d'un oscilloscope où l'image peut être photographiée (fig. II-5). L'examen est ensuite pratiqué de l'autre côté.

Un tracé unilatéral normal se compose :

— d'un *écho primaire*, représentant le premier contact des ondes ultrasonores avec le crâne ;



Oscilloscope équipé de ses deux sondes pour une échoencéphalographie (*Alvar Electronic*)

4. L'ÉCHOENCÉPHALOGRAPHIE

Cette technique d'investigation fait appel aux ultrasons (V. t. 2, Ultrasons). Une sonde émettrice-réceptrice d'ultrasons (un quartz piézoélectrique) est placée sur la région temporale ; les ultrasons émis se réfléchissent partiellement sur les formations cérébrales médianes ou traversent celles-ci et vont se réfléchir sur la boîte crânienne du côté opposé. L'écho est reçu par le quartz et celui-ci fournit un signal électrique qui, après amplification, est

— d'un *écho médian*, résultant de la réflexion sur les structures médianes du cerveau ;

— d'un *écho terminal*, traduisant la réflexion sur le côté opposé du crâne.

Un écho, décalé vers la droite ou vers la gauche de plus de deux millimètres, traduit un refoulement des structures centrales médianes du fait d'une tumeur ou d'une lésion (V. fig. II-5).

CHAPITRE III

AUTRES EXAMENS

1. EXAMEN DES MUSCLES ET DES NERFS

1.1. Électromyographie. — Tout organe qui travaille produit de l'électricité. La technique utilisée pour étudier les variations de potentiel engendrées au sein des tissus musculaires est appelée *électromyographie* de détection.

En 1848, Dubois-Reymond a observé que, si l'on sectionne un muscle au repos et si l'on place une électrode impolarisable sur la section et une autre sur la surface extérieure, la première électrode est négative par rapport à la seconde. La d.d.p. mesurée est voisine d'une dizaine de microvolts (30 à 50 μV) ; c'est la tension de repos. Au niveau d'une fibre musculaire, on constate de même une polarisation : l'intérieur est négatif par rapport à l'extérieur ; cette différence de potentiel est entretenue par l'activité cellulaire.

Ces potentiels sont modifiés en cas d'activité musculaire, c'est-à-dire, plus précisément, en cas d'activité de l'unité motrice (*U.M.*) composée de la cellule nerveuse motrice (située dans la corne antérieure de la moelle) prolongée par son axone (le motoneurone) avec ses ramifications terminales et de la totalité des fibres musculaires innervées. En effet, lorsque le muscle passe de l'état de repos à l'état d'activité, c'est-à-dire lorsque l'influx nerveux arrive en regard de la jonction neuromusculaire, on observe l'apparition d'un potentiel de plaque ; au niveau de la fibre musculaire, cette activité se traduit par une onde de dépolarisation dont la vitesse de propagation le long de la fibre est proche de quatre à six mètres par seconde. L'intérieur de la membrane devient positif par rapport à l'extérieur : c'est ce potentiel de plaque qui est mesuré grâce à l'électromyographie.

Les électrodes employées peuvent être des électrodes de petite surface piquées dans le muscle, par exemple, une aiguille dans l'axe de laquelle passe un fil entouré d'un isolant (aiguille coaxiale) ou des électrodes de grande surface (1 cm² environ) appliquées sur la peau, à quelques centimètres l'une de l'autre (fig. III-1 a et b). Dans le

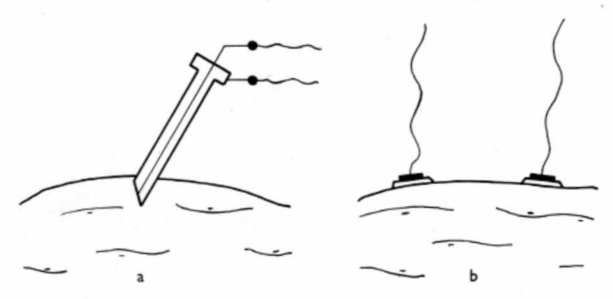


Fig. III-1 — Électromyographie : a) élémentaire, b) globale

premier cas, la méthode est appelée *électromyographie élémentaire :* l'électromyogramme renseigne sur une unité motrice. Dans le second cas, la méthode est nommée *électromyographie globale* et l'électromyogramme renseigne sur l'ensemble de l'activité motrice du muscle sous-jacent.

1.1.1. Électromyographie élémentaire. — Le signal recueilli est faible : quelques centaines de microvolts à



Fig. III-2 — Tracé d'un électromyogramme pour la même région d'un muscle des doigts : a) élémentaire, b) global

quelques millivolts. Il nécessite une forte amplification. À la sortie de l'amplificateur, les signaux sont enregistrés directement sur papier ou transmis à un oscilloscope (les signaux apparaissant sur l'écran peuvent alors être filmés).

1.1.2. Électromyographie globale. — Le signal peut être enregistré au moyen d'inscripteurs électromagnétiques à plume. L'électromyogramme global peut être soumis à une intégration : la somme de l'activité électrique du muscle est alors représentée par l'addition arithmétique des surfaces délimitées, d'une part, par la ligne isoélectrique, d'autre part, par les variations de potentiel au-dessus et au-dessous de cette ligne (fig. III-2).

1.1.3. Électromyographie de stimulation. — La stimulation électrique neuromusculaire permet d'obtenir des potentiels d'action plus grands dont la fréquence est fonction de la stimulation. Dans cette technique, appelée *électromyographie de stimulation,* on utilise des impulsions de courant continu, isolées ou envoyées sous forme de train. Certains appareils délivrent une « pré-impulsion » qui permet de déclencher un enregistreur.

Ces différentes techniques d'électromyographie sont utilisées pour l'étude de la coordination musculaire des muscles dégénérés, pour connaître l'état de détérioration d'un muscle et la possibilité de récupération d'une activité musculaire après une atteinte pathologique neuromusculaire et aussi pour évaluer la possibilité de réadaptation des amputés.

1.2. Chronaximétrie. — La chronaxie a été définie par L. Lapicque comme « le temps de passage d'un courant électrique nécessaire à l'obtention d'une réponse minimale avec une intensité double de celle de la rhéobase (valeur limite au-dessous de laquelle un stimulus est toujours inefficace) ». Pour établir la chronaxie, il faut déterminer la rhéobase. Ensuite, on double l'intensité du courant et l'on recherche la durée minimale de passage du courant pour obtenir une réponse (fig. III-3).

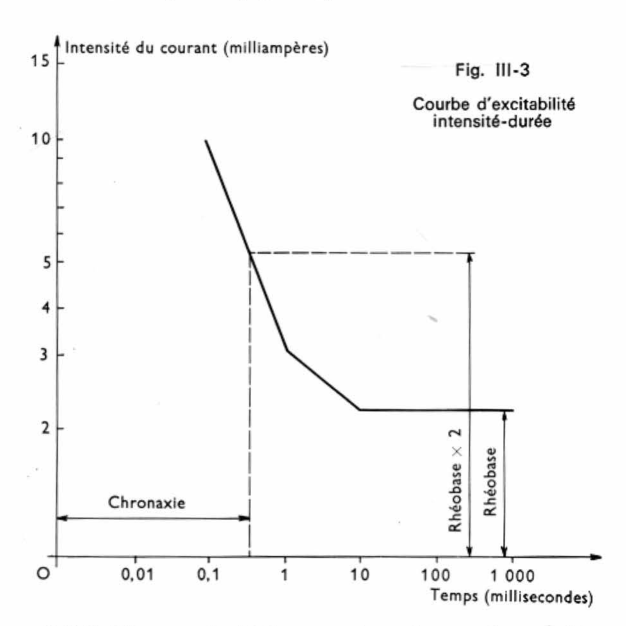


Fig. III-3

Courbe d'excitabilité intensité-durée

1.2.1. Chronaximétrie par courants continus interrompus. — On fait varier la tension de la source ou l'on agit sur des résistances variables en série avec le patient, afin de trouver la rhéobase. Ensuite, on double l'intensité du courant et l'on détermine la durée de passage minimale en ouvrant et en fermant le circuit électrique.

Neurostimulateur pour électrodiagnostic neuromusculaire et traitement par courants de basse fréquence ; cet appareil permet d'obtenir la chronaxie (*Massiot Philips*)

1.2.2. Chronaximétrie par la méthode des condensateurs. — On emploie la décharge d'un condensateur de capacité *C*, réglable dans un circuit de résistance connue *R*. Une fois la contraction obtenue, un commutateur permet de passer sur la position chronaxie ; le condensateur, dont l'intensité du courant de décharge est automatiquement doublée, donne la capacité chronaxique que l'on note lorsque apparaît une contraction.

La chronaxie est fournie par la formule suivante : chronaxie = 0,37 *RC* ; le temps est exprimé en secondes, *R* en ohms et *C* en farads.

2. EXAMEN DE LA PEAU

Les examens électriques pratiqués au niveau de la peau concernent principalement la résistance électrique cutanée et la sudation.

2.1. Mesure de la résistance électrique de la peau. — La peau offre une résistance assez grande au passage d'un courant électrique continu. En courant alternatif, elle présente une impédance qui est inversement proportionnelle à la fréquence du courant.

En **courant continu,** les deux électrodes de mesure, de minces plaques d'argent, sont réunies à un générateur en série avec un appareil de mesure (microampèremètre). En général, une électrode, dite indifférente, est placée sous la langue et l'autre électrode, dite active, sous la plante d'un pied. La valeur normale de la résistance est voisine de 250 kΩ. Ce dispositif est utilisé pour l'étude de l'état des vaisseaux sanguins.

En **courant alternatif,** on mesure non seulement la résistance réelle de la peau (dite résistance ohmique souvent) mais aussi la réactance (V. t. 1, Électricité, chap. 31). L'impédance de la peau décroît lorsque l'intensité du courant alternatif augmente. La résistance électrique cutanée est proportionnelle à la différence de potentiel entre les deux électrodes. Les résultats subnormaux et normaux sont compris entre 1 et 7 kΩ. Au-delà, ils sont pathologiques, mais ils peuvent également dépendre d'un dérèglement du système nerveux végétatif.

2.2. Mesure de la sudation. — La sueur est un liquide aqueux, chargé de toxines, qui intervient dans la régulation thermique. Près de 500 g de sueur sont éliminés en vingt-quatre heures. Cette fonction de la peau est sous la dépendance d'un mécanisme neuro-hormonal et son dérèglement peut avoir des origines variées : asphyxie, trouble circulatoire, etc. La mesure de la sudation peut donc être utile dans un service hospitalier de réanimation. Dans l'appareillage le plus simple, on mesure la résistance d'un élément sensible à l'humidité de l'air contenu dans une petite chambre fixée sur la peau et l'on détecte ainsi toute sudation (modification d'humidité). Ce capteur commande un servomécanisme utilisé pour régler le débit d'un courant d'air sec permettant de maintenir l'humidité constante dans cette chambre. La mesure du débit de l'air reflète l'importance de la sudation.

3. EXAMEN DU SANG

L'électricité et l'électronique ont fait remarquablement progresser les examens quantitatifs et qualitatifs du sang.

3.1. Mesure des pertes sanguines opératoires. — L'évaluation précise de la perte sanguine au cours d'une intervention chirurgicale est parfois nécessaire. Elle permet de décider rapidement de l'opportunité d'une transfusion et de son importance. Les appareils permettant une surveillance continue sont basés sur la mesure de la conductivité électrique du sang. En effet, ce dernier est une solution dont la composition est constante et dont la perméabilité, au passage du courant, varie peu. L'appareil utilisé (fig. III-4) comporte une cuve, que l'on remplit d'eau avant

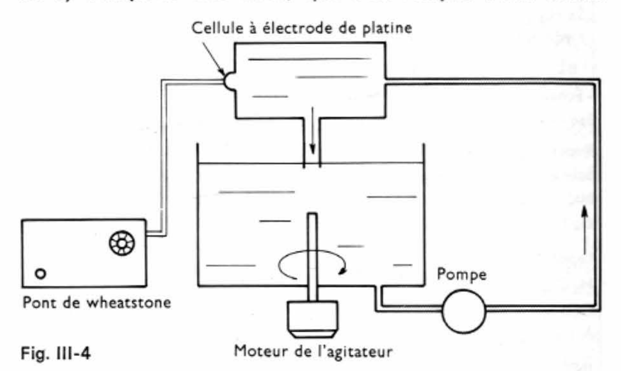


Fig. III-4

l'intervention. La mesure de la conductivité est réalisée au moyen d'une cellule à électrodes de platine, reliée à l'une des branches d'un pont de Wheatstone. Le pont est équilibré au début de l'intervention ; durant celle-ci, tout le sang aspiré, toutes les compresses imbibées de sang, etc., sont jetés dans la cuve où est réalisé un brassage. La résistance interélectrodes varie avec la quantité de sang diluée dans l'eau et la mesure du volume du sang perdu au cours de l'intervention se déduit de la valeur de la résistance (le cadran de l'appareil est gradué en litres de sang).

3.2. Comptage électronique des éléments du sang. — En hématologie, le comptage des éléments du sang, ou *numération globulaire*, leurs proportions les uns par rapport aux autres (formule sanguine), de même que la proportion d'hémoglobine et la valeur de l'hématocrite (proportion de globules rouges en fonction du volume de sang total) sont des examens d'une extrême importance. Ce comptage peut être réalisé au moyen d'un hématimètre, dispositif quadrillé sur lequel est étalée une goutte d'un mélange de sang et de sérum (fig. III-5). En l'examinant au microscope, il est possible de compter les éléments présents dans chaque case du quadrillage et de rapporter les résultats à un millimètre carré. Le comptage des autres éléments du sang (globules blancs, plaquettes) se fait également par cette méthode. Une méthode plus récente rend ces opérations automatiques. Une microsonde, plongée dans la solution sanguine, aspire les éléments un par un. Chaque passage d'éléments à l'orifice modifie la résistivité électrique à ce niveau. Cette variation

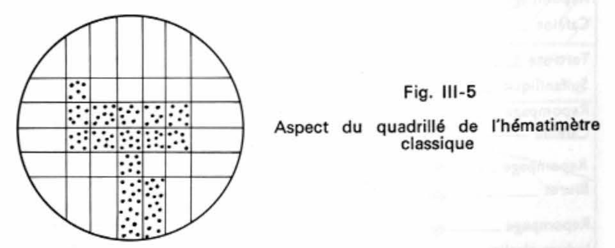


Fig. III-5

Aspect du quadrillé de l'hématimètre classique

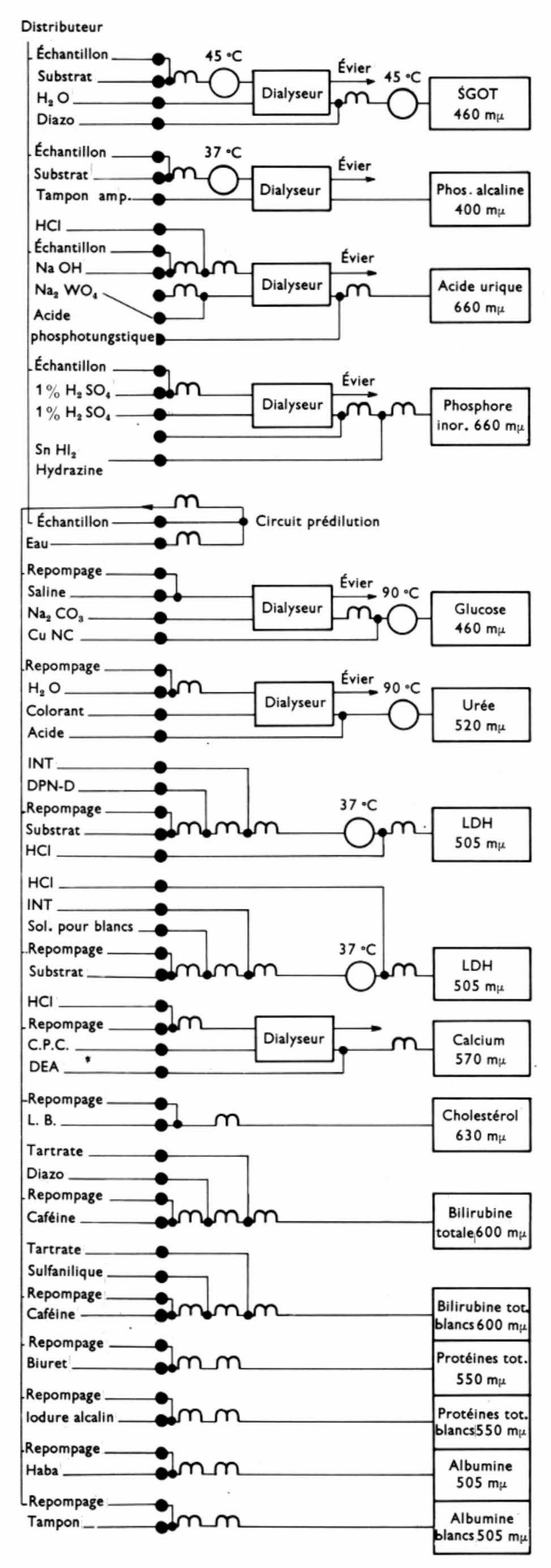


Fig. III-6 — Détermination simultanée de 12 paramètres biochimiques à partir d'un échantillon de 1,8 ml de sérum non traité (*Technicon*)

est la cause de la production d'une impulsion électrique dont l'amplitude varie avec la grosseur de l'élément. Ces impulsions sont ensuite amplifiées et il est possible d'éliminer toutes celles qui correspondent aux éléments dont le volume est inférieur à ceux que l'on désire compter. La numération est réalisée sur un volume constant; le résultat s'inscrit sur un compteur électronique décimal, puis sur un compteur mécanique. Les appareils réalisés suivant ce principe sont très sûrs et atteignent une grande précision (fig. III-6).

3.3. Détermination des dimensions des éléments. — L'appareil peut être réglé quant au seuil et au niveau d'ouverture. Les comptages sont ensuite réalisés pour les différents seuils correspondant aux dimensions choisies: chaque comptage donne donc le nombre des éléments dont la dimension est supérieure à une valeur déterminée. En comparant les comptages, on obtient le nombre des éléments compris entre deux dimensions choisies. Les appareils existant actuellement peuvent traiter environ soixante échantillons à l'heure.

Lorsqu'on veut identifier et compter des colonies bactériennes, un calculateur peut être programmé pour enregistrer des images de formes et de dimensions déterminées. Le *cyto-analyseur* est basé sur ce principe; l'ordinateur assure la comparaison des diverses images des cellules qui apparaissent dans le viseur d'un microscope électronique et il commande le comptage s'il y a lieu. Cela peut être utilisé pour l'étude de certaines formations qui semblent anormales, telles certaines cellules prélevées sur des sujets suspects de cancer.

3.4. Détermination électronique des groupes sanguins. — Cet examen se fait en suivant le principe exposé au paragraphe précédent: un appareil mécanique assure la manipulation et l'analyse des échantillons de sang et un ensemble électronique élabore les résultats qui sont ensuite imprimés sur une fiche. Outre la détermination des groupes classiques A, B, AB et O, cette technique permet la détermination de groupes rares. L'appareil peut être programmé pour d'autres analyses sérologiques ou hématologiques (diagnostic de la syphilis, dosage de l'urée, du sucre et du cholestérol sanguins, etc.) ou de liquides organiques pathologiques (liquide d'ascite, liquide pleural).

En fait, la plupart des résultats des analyses biologiques de pratique courante peuvent être obtenus automatiquement et de nombreux laboratoires sont maintenant équipés d'appareils de ce type. Les analyseurs séquentiels multiples peuvent ainsi assurer l'analyse de soixante prélèvements à l'heure et dosent simultanément quinze paramètres différents. Les résultats fournis sont enregistrés à cinq secondes d'intervalle. Ils se présentent sur une carte, le *sérobiogramme,* qui donne le profil biologique du sujet. L'intérêt de l'automatisation de ces examens siège dans leur rapidité, dans la sûreté des résultats et dans le faible prix de revient. Elle permet, de plus, de contrôler des populations très importantes.

3.5. Électrophorèse. — L'électrophorèse est la migration des particules dissoutes ou en suspension dans un liquide soumis à un champ électrique. En biologie, cette technique permet l'analyse fine (qualitative et quantitative) de mélanges très complexes et l'isolement à l'état pur de fractions de ces mélanges. Selon que sa charge est positive ou négative, une particule se déplace vers la cathode (électrode négative) ou vers l'anode (électrode positive);

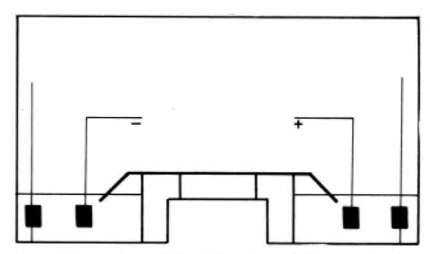


Fig. III-7 — Dispositif schématique d'électrophorèse sur papier

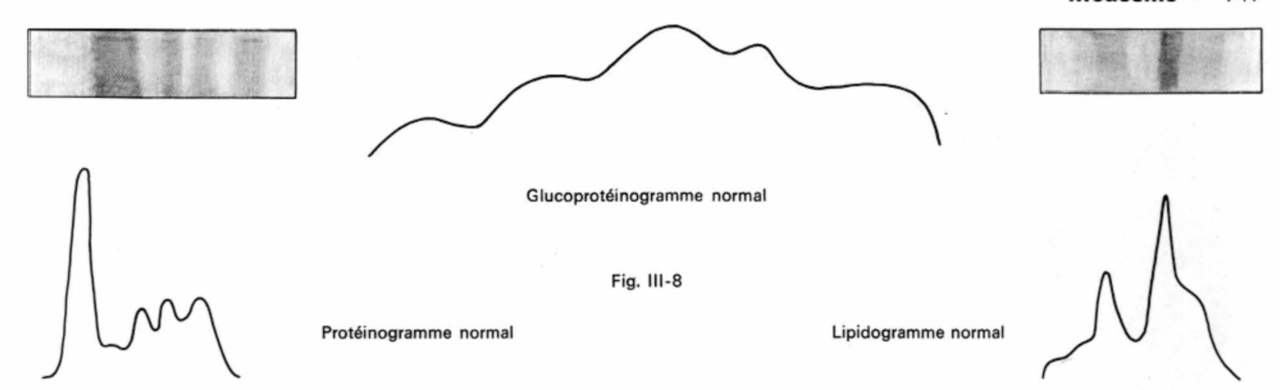


Fig. III-8

sa vitesse de migration dépend de la quantité de l'électricité qu'elle porte. L'électrophorèse en veine liquide, étudiée par Tiselius (prix Nobel de chimie en 1948), est une technique très délicate. En biologie courante, on emploie plutôt l'*électrophorèse de zone :* le liquide à analyser circule dans un support poreux qui peut être une pâte ou un papier filtre. L'*électrophorèse sur papier* est la plus utilisée (fig. III-7) ; elle s'applique à tous les liquides biologiques : sérum, urine, liquide céphalo-rachidien, liquides pathologiques (pleural, ascitique), notamment pour le fractionnement des protéines. Elle permet également l'obtention des *lipidogrammes* et des *glucidogrammes* (fig. III-8).

3.5.1. Principe. — On dispose une petite quantité du sérum à étudier (10 à 80 mm³), du côté cathodique, sur une bande de papier filtre dont les extrémités plongent dans un bac à électrodes contenant une solution tampon (en général basique). Sous l'effet du champ électrique, les protéines ionisées migrent, d'autant plus vite que leur taille est plus petite et leur pH plus éloigné de celui de la solution tampon. Le temps moyen de migration est compris entre 10 et 14 heures. Puis, la bande de papier est séchée, colorée, rendue transparente et étudiée photométriquement en lumière monochromatique par un procédé automatique. La migration des protéines est contrariée par un courant d'électro-endosmose ou flux endosmotique (la solution se déplace en sens inverse des protéines) et par un courant de rhéophorèse ou courant d'évaporation (le papier est le siège d'un effet Joule) qui peut empêcher la migration des protéines et entraîner leur immobilisation dans le voisinage de l'anode. Ces phénomènes ont pour conséquence d'ôter à l'électrophorèse sur papier toute signification absolue. Mais, avec un appareil déterminé, une solution tampon connue, un courant et une durée de passage fixes, les perturbations se font toujours dans le même sens et les résultats obtenus sont utilisables par comparaison.

3.5.2. L'immuno-électrophorèse. — L'immuno-électrophorèse est une électrophorèse sur gélose (une épaisseur de 2 à 3 mm de gélose est coulée sur une lame de verre). Cette technique est surtout mise en œuvre pour séparer les antigènes et les anticorps dans un sérum. Ensuite, pour les identifier, on les met en présence d'un autre sérum (antisérum). Antigènes et anticorps diffusent les uns vers les autres dans la gélose et, dans le gel, il apparaît des précipités sous forme d'arcs. À chaque réaction antigène-anticorps correspond une zone différente de précipitation. Il est habituel de fournir la photographie de la plaque pour résultat de l'analyse (fig. III-9).

3.6. Immunofluorescence. — L'immunofluorescence est la technique utilisée pour fixer une substance fluorescente sur les anticorps du sérum. L'anticorps rend à son tour fluorescent l'antigène sur lequel il se fixe. La préparation est examinée au microscope sous éclairage ultraviolet ; le rayonnement direct est arrêté au-dessus de l'objectif et le rayonnement secondaire, dû à la fluorescence, apparaît sur un fond noir. La substance fluorescente utilisée est, en général, l'isothiocyanate de fluorescéine qui donne une fluorescence jaune-vert ou, parfois, la lissamine-rhodamine B qui donne une fluorescence rouge-orangé. Les réactions de fluorescence ont de nombreuses applications, en particulier le diagnostic de maladies infectieuses comme la coqueluche ou la syphilis et de nombreuses maladies à virus.

Le marquage des anticorps par la ferritine (combinaison de fer avec une protéine) peut être rapproché de l'immunofluorescence. Le fer rend la ferritine opaque aux rayons X et aux électrons et l'examen au microscope électronique fournit une image très caractéristique.

4. EXAMEN DES POUMONS ET DES ÉCHANGES GAZEUX

Certains examens très précis peuvent compléter les renseignements donnés par la clinique et la radiologie : la cinédensigraphie et l'analyse des gaz respiratoires.

4.1. Cinédensigraphie. — Cette technique permet l'étude de la cinétique et des variations de densité des tissus

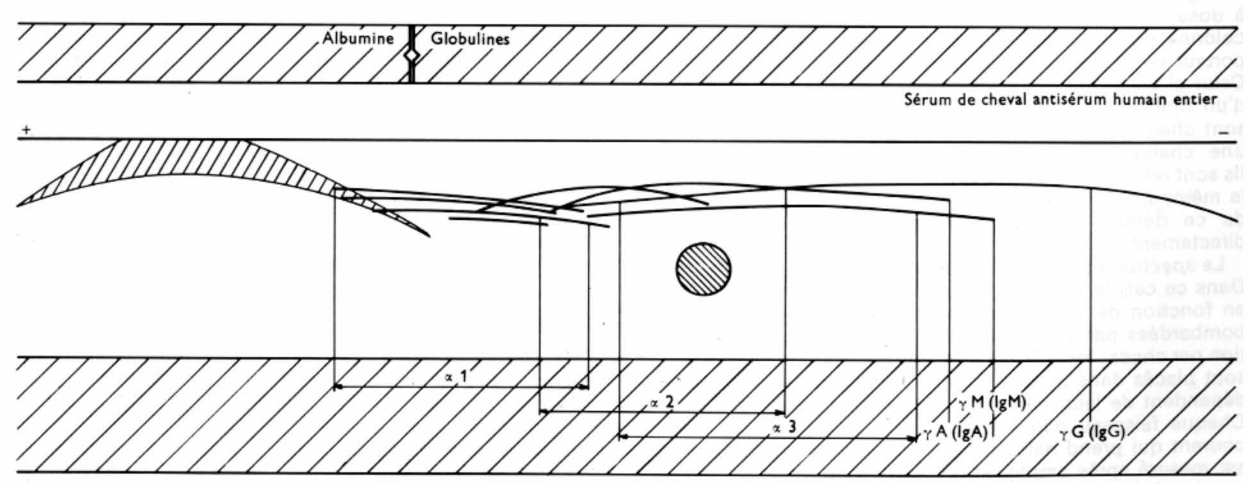


Fig. III-9 — Représentation schématique d'une immuno-électrophorèse de sérum humain montrant les différentes protéines



Oxymètre pour la mesure de la saturation en oxygène du sang (macro-méthode) (*Jarre-Jacquin*)

pulmonaires. Pour cela, les pulsations des vaisseaux capillaires du poumon sont enregistrées au cours d'une séance de radiologie, en plaçant un photomultiplicateur (V. t. 1, Électronique, chap. 20) en regard de la cage thoracique. Pour éviter que cette cellule ne soit la cause d'une ombre portée sur l'image, on emploie plutôt un guide de lumière associé à un scintillateur (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 2), transparents aux rayons X. Les signaux, fournis par l'équipement photoélectrique, sont amplifiés et visualisés au moyen d'oscillographes. Les images peuvent être envoyées sur l'écran d'un récepteur de télévision et filmées.

La cinédensigraphie permet d'étudier la ventilation pulmonaire à l'aide de différents paramètres : pourcentage de ventilation, circulation dans chaque poumon, consommation d'oxygène. L'élasticité des tissus et l'état des vaisseaux sanguins pulmonaires peuvent aussi être examinés.

4.2. Analyseurs de gaz. — Dans les poumons, il se fait un continuel échange d'oxygène (O_2) et de gaz carbonique (CO_2) ; ce dernier est éliminé, tandis que le sang se charge en oxygène au niveau des capillaires alvéolaires. Ces deux gaz peuvent être dosés dans le sang (phase liquide) ou dans les voies respiratoires (phase gazeuse). Le dosage de l'oxygène se nomme *oxymétrie*, celui du gaz carbonique *capnimétrie*.

4.2.1. Oxymétrie

1° *Oxymétrie en phase gazeuse.* — Le taux d'oxygène, présent dans un échantillon de gaz, peut être déduit de la mesure de la susceptibilité magnétique (V. t. 1, Magnétisme, chap. 1) de ce gaz ou de celle de la conductivité thermique. Cette dernière technique, appelée *chromatographie en phase gazeuse*, permet aussi bien le dosage de l'oxygène que celui du gaz carbonique. Le gaz à doser est séparé des autres gaz par passage dans une colonne de fractionnement et il est entraîné par un gaz porteur vers l'appareil de mesure, nommé *cataphéromètre*. Celui-ci comporte deux filaments de platine faisant partie d'un montage en pont (V. t. 1, Électricité, chap. 10). Ils sont chauffés à la même température et sont placés dans une chambre dans laquelle circule le gaz à analyser. Ils sont refroidis par ce gaz et leur refroidissement (toujours le même pour un même gaz) varie suivant la composition de ce dernier. Un galvanomètre indique les résultats directement.

La *spectrométrie de masse* est aussi utilisée dans ce but. Dans ce cas, la séparation des molécules gazeuses se fait en fonction de leur masse atomique. Les molécules sont bombardées par des électrons et il se produit une ionisation par chocs ; les ions sont ensuite accélérés et, comme ils sont placés dans un champ magnétique, leurs trajectoires dépendent de leur masse (V. t. 1, Électronique, chap. 2). Chaque faisceau d'ions est reçu sur une électrode et le courant qui prend naissance (fonction du nombre d'ions) est mesuré après amplification. Le dosage se déduit de la mesure de ce courant.

2° *Oxymétrie en phase liquide.* — Elle se ramène à la mesure de la pression partielle d'oxygène. Elle est basée sur le fait que, durant une électrolyse, l'intensité du courant qui traverse une solution est fonction de la concentration d'une substance déterminée dans cette solution. Pour mesurer le taux d'oxygène du sang, on utilise une microélectrode en platine, recouverte d'une membrane (de polyéthylène ou de téflon), perméable exclusivement à l'oxygène. Elle peut aisément être introduite dans une artère lorsqu'il est nécessaire de surveiller un malade en permanence.

4.2.2. Capnimétrie

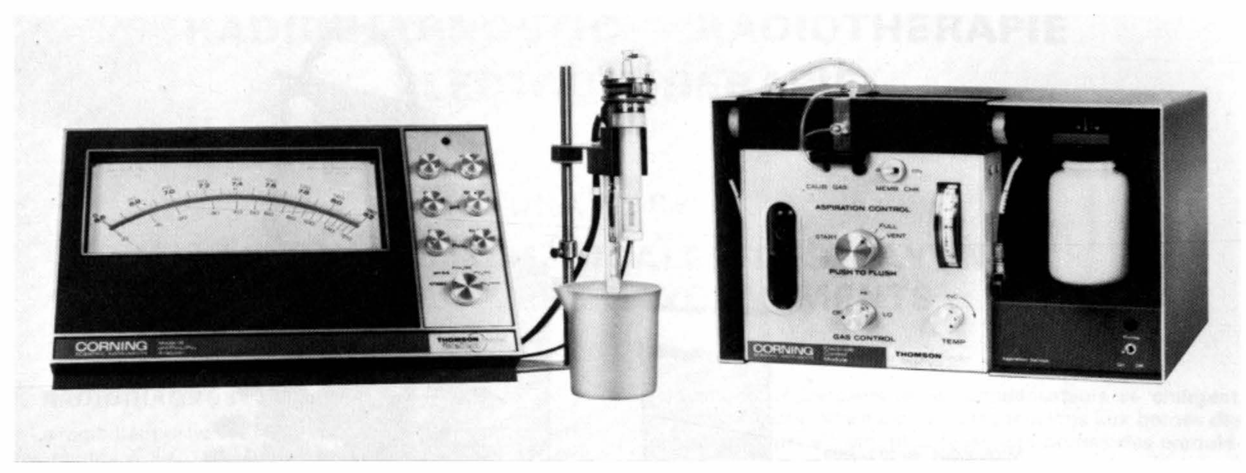
1° *Capnimétrie en phase gazeuse.* — Au cours d'une anesthésie, la surveillance se fait en prélevant une fraction d'air alvéolaire et en l'analysant, soit au moyen d'un spectromètre de masse (et d'un cataphéromètre), soit à l'aide d'un spectromètre infrarouge. Cette dernière méthode est une application de la propriété des gaz pluriatomiques d'absorber plus ou moins l'infrarouge. Lorsqu'un tel gaz est traversé par un rayonnement infrarouge, les radiations non absorbées provoquent un échauffement donc une variation de pression du gaz qui dépend notamment du taux de gaz carbonique. Cette variation de pression peut être détectée à l'aide d'un manomètre et transmise à un condensateur vibrant pour obtenir un signal électrique pouvant être amplifié, modulé et observé au moyen d'un oscillographe.

2° *Capnimétrie en phase liquide.* — Après extraction des gaz du sang, la capnimétrie en phase liquide peut être ramenée à une chromatographie gazeuse. En phase liquide, il est possible de mesurer la pression partielle de gaz carbonique car lorsque ce gaz diffuse dans une solution, le pH de cette dernière varie. Entre le milieu à analyser et la solution dont on mesure le pH, il faut interposer une membrane (en polyéthylène ou en téflon), uniquement perméable au gaz carbonique. Ces appareils sont utilisés en chirurgie cardiaque lorsqu'on emploie un cœur-poumon artificiel, lors des transplantations, pour la conduite d'anesthésies et aussi pour la surveillance permanente des malades cardiaques graves. Certains appareils fournissent, de minute en minute, le pH sanguin, la pression d'oxygène et la pression de gaz carbonique. Les résultats sont obtenus sous forme graphique, sur papier ou sur l'écran d'un oscillographe. Un ordinateur peut assurer l'enregistrement des données. Des signaux d'alarme sont émis lorsque l'un des paramètres atteint une valeur anormale.

5. EXAMEN DE L'ŒIL

En ophtalmologie, il est important de mesurer la tension intra-oculaire, surtout pour prévenir le glaucome (une élévation de cette tension conduit à la cécité). Cette mesure est le but de la *tonométrie*.

En *tonométrie statique*, on applique sur la cornée, avec une certaine force, un instrument qui donne la valeur de la pression régnant à l'intérieur de l'œil. Cette manœuvre est



Appareil de mesure (par micro-échantillons) du pH et des pressions partielles d'oxygène et de gaz carbonique du sang, des gaz respiratoires et des fluides physiologiques (*Thomson Medical Telco*)

souvent douloureuse et l'interprétation des mesures parfois malaisée.

L'électronique a permis de perfectionner cet examen ; deux principes différents ont été mis en œuvre. Dans la **tonométrie par élément électromagnétique,** l'œil est considéré comme faisant partie d'un système vibrant dont la fréquence de résonance varie suivant ses caractéristiques (viscosité, élasticité). On mesure donc une constante élastique dynamique. À l'aide d'un embout placé au contact de la cornée, les vibrations sont transmises à une bobine qui se déplace dans un champ magnétique constant : la fréquence de résonance relevée permet de connaître la valeur de la tension intra-oculaire.

Dans la **tonométrie par oscillateur à quartz,** un bâtonnet de verre est appliqué sur l'œil et il transmet la pression exercée par celui-ci à un cristal de quartz. Ce capteur de pression fait partie d'un oscillateur dont la fréquence varie avec la tension intra-oculaire. La différence entre les fréquences d'oscillations d'un oscillateur de référence et de l'oscillateur relié au capteur sert à commander un circuit de mise en forme (multivibrateur monostable) fournissant des impulsions. Ces signaux sont utilisés pour élaborer un résultat pour une lecture directe ou pour un enregistrement correspondant à la valeur de la tension intra-oculaire.

6. EXAMEN DES ORGANES PROFONDS

Certains renseignements sur le fonctionnement des organes profonds ne peuvent être fournis par la radiologie. On peut faire alors appel à l'endoradiosonde. Encore appelé « pilule radio », ce minuscule appareil a pu être réalisé grâce à la miniaturisation des équipements électroniques. C'est un cylindre de 1 cm de diamètre et d'environ 3 cm de long, qui contient un émetteur radio, une pile au mercure et un ou plusieurs types de transducteurs sensibles aux conditions chimiques ou physiques de la région dans laquelle le dispositif est placé. L'endoradiosonde peut être avalée par le patient ou déposée dans une cavité du corps. Les signaux radio émis par l'appareil sont reçus par un récepteur placé près du lit du malade et sont convertis en informations pouvant être visualisées sur l'écran d'un oscilloscope. L'endoradiosonde peut être utilisée pour obtenir des renseignements sur l'état des viscères dans lesquelles elle se trouve, par exemple, sur le fonctionnement de l'appareil digestif à ses différents étages ou pour en connaître certaines caractéristiques physiques ou chimiques : température, pH, conductivité électrique, activité enzymatique, etc.

7. EXAMEN ET ABORD DES STRUCTURES CELLULAIRES

L'examen et l'abord des structures cellulaires et intracellulaires ont été rendus possibles par le microscope électronique et les micromanipulateurs. Le pouvoir séparateur de ce microscope est plus de cent fois supérieur à celui des microscopes optiques et le grossissement peut atteindre un million. L'image obtenue est, soit observée directement sur un écran fluorescent, soit photographiée, soit cinématographiée. Cette technique a permis le prodigieux développement de la cytologie, de la bactériologie et de la biologie moléculaire. Dans l'observation de la matière vivante, l'un des problèmes les plus complexes à résoudre est de maintenir l'intégrité et la vie normale de la cellule ; la préparation doit être assez épaisse et il faut un rayonnement très puissant. Un autre problème est d'isoler les cellules, les particules de protéines ou les micro-organismes, dans une enceinte fermée, protégée du vide nécessaire à la propagation du faisceau d'électrons. Le microscope électronique a permis de résoudre ces deux problèmes par sa puissance et par la réalisation d'enceintes adéquates. Ainsi, on a pu observer, en 1969, la structure en double hélice de la molécule d'acide désoxyribonucléique (fig. III-10) en la protégeant du faisceau d'électrons à l'aide d'une couche monoatomique de tungstène.

La miniaturisation a permis aussi de réaliser, pour la microchirurgie, de minuscules instruments permettant la manipulation des cellules et des micro-organismes. On a fabriqué des microélectrodes de 0,2 µm de diamètre extérieur ainsi que des micro-instruments de percement et de prélèvement. Grâce aux piézomanipulateurs, les mouvements centimétriques des doigts sont transformés en mouvements micrométriques, les proportions dans les trois

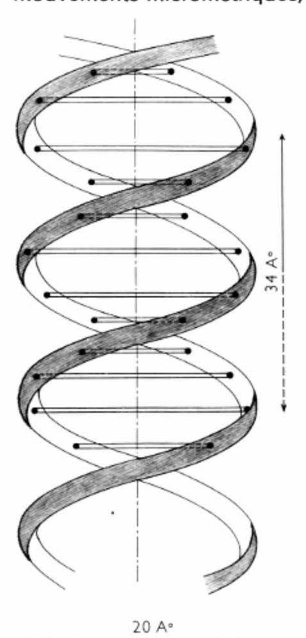


Fig. III-10

Schéma de la double hélice d'A.D.N.


Microscope électronique de l'hôpital de la Salpêtrière (*Assistance publique*)

dimensions de l'espace étant respectées. Ces micromanipulateurs sont reliés à un microscope de grossissement très grand (1 300, par exemple). Les images peuvent être transmises sur un écran de télévision et enregistrées. Une programmation du fonctionnement des appareils est également possible.

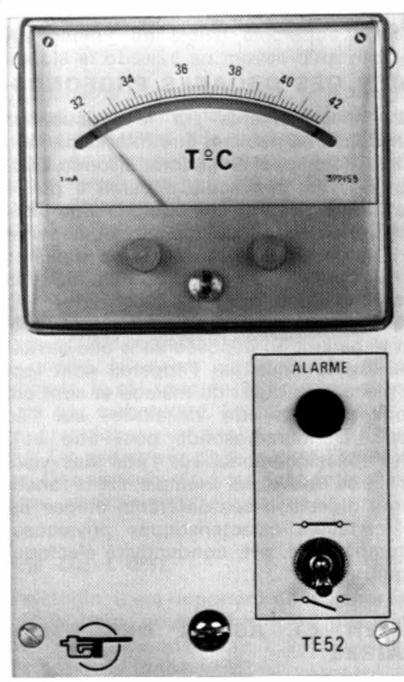
8. MESURE DE LA TEMPÉRATURE

L'électronique a permis de perfectionner les moyens de mesure de la température et d'atteindre à peu près toutes les régions du corps.

Les sondes thermométriques ont des formes très variées. Lorsqu'elles sont destinées à la mesure de la température d'un tissu, elles sont logées au bout d'une aiguille. Pour mesurer la température du cœur, elles sont fixées à l'extrémité d'un cathéter pouvant être introduit par voie vasculaire. Les sondes rectales ont la taille d'une lentille. Les sondes pelliculaires ont la forme d'un disque et elles peuvent être appliquées à la surface d'un organe. Il existe également des sondes pour milieux gazeux; elles sont utilisées en spirométrie pour la mesure de la température des gaz inhalés (ou rejetés).

Toutes les sondes sont équipées d'une thermistance, résistance non linéaire sensible à la température (V. t. 1, Électronique, chap. 6)). En général, cette résistance constitue l'une des branches d'un pont de Wheatstone (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 15). Le courant, dans le galvanomètre placé dans une diagonale de ce pont, varie avec la valeur de la résistance, c'est-à-dire avec la température : l'appareil est gradué directement en températures.

Dans d'autres thermomètres, on utilise un fil d'acier métallique comme capteur. Ce fil est placé dans un corps en invar. Lorsque la température de l'ensemble varie, comme les coefficients de température de l'invar et de l'acier sont différents, la tension mécanique du fil change. Sa fréquence de résonance, fonction de cette tension, varie donc avec la température. La mesure de celle-ci peut être déduite de la mesure de cette fréquence. Cette propriété est mise en œuvre dans un *téléthermomètre*, désigné ainsi car le signal fourni par l'appareil peut être transmis à distance.



Thermomètre électronique pour la mesure des températures cutanées, sous-cutanées, intramusculaires et intracavitaires (*Thomson Medical Telco*)

RADIODIAGNOSTIC — RADIOTHÉRAPIE ÉLECTRONTHÉRAPIE

CHAPITRE IV

APPLICATIONS MÉDICALES DES RAYONS X ET DE DIVERS RAYONNEMENTS

1. RADIODIAGNOSTIC

La radiodiagnostic est une application de deux propriétés des rayons X (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 4) : leur grand pouvoir pénétrant et l'inégale absorption de ces rayons par les divers constituants du corps humain. Les rayons X sont plus ou moins absorbés par les tissus placés sur leur trajet et ils permettent d'obtenir des images ou ombres radiologiques; elles sont perçues en utilisant les effets visibles des rayons X, soit la fluorescence d'un écran (*radioscopie*), soit la réduction de sels d'argent et l'obtention de photographies radiologiques (*radiographie*).

1.1. Les tubes à rayons X. — On emploie exclusivement les tubes à vide du type Coolidge, à cathode chauffée. Celle-ci est un filament de tungstène en forme de spirale, porté à l'incandescence par un courant alternatif. L'anode ou anticathode, également en tungstène, est portée à un potentiel positif pouvant atteindre plusieurs centaines de milliers de volts par rapport à la cathode. Le refroidissement de l'anode est parfois réalisé par une circulation interne d'eau ou d'huile; cette électrode peut aussi être munie d'un radiateur à ailettes. Dans les tubes à *anode tournante*, le refroidissement est plus efficace (fig. IV-1).

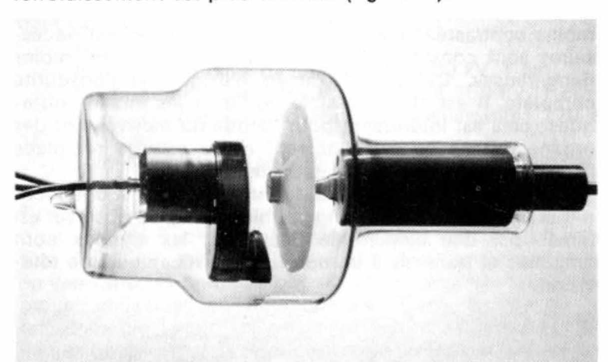


Fig. IV-1 — Tube à anode tournante (à droite l'anode, à gauche la cathode) (*Siemens*)

Les tubes à rayons X sont souvent alimentés sous une tension unidirectionnelle fournie par un montage redresseur simple alternance ou double alternance ou par un montage multiplicateur de tension (V. t. 1, Électronique, chap. 18). Dans l'alimentation dite à tension impulsionnelle, les redresseurs sont en parallèle avec le tube et sont reliés au transformateur *T* par l'intermédiaire de condensateurs *C* (fig. IV-2). Pendant une alternance (1), le courant passe à

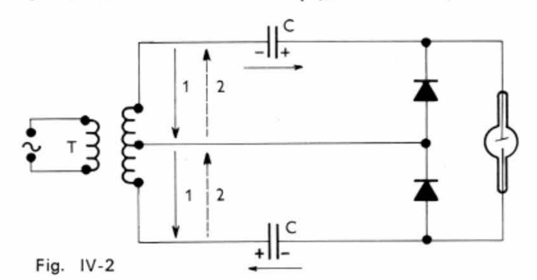


Fig. IV-2

travers les redresseurs et les condensateurs se chargent. Pendant l'autre alternance (2), les tensions aux bornes des condensateurs s'ajoutent à celles aux bornes des enroulements du transformateur et un courant traverse le tube à rayons X. L'emploi d'un doubleur de tension (fig. IV-3) permet d'éliminer certains inconvénients comme l'asservissement du temps de pose à la fréquence du réseau (à cause de cet asservissement, le temps de pose le plus bref pour une radiographie est d'un centième de seconde, ce qui est très long), ou comme l'obligation de réaliser la coupure au moyen d'un contacteur lors de l'annulation de la tension du réseau (tous les centièmes de seconde pour une tension de 50 Hz). De plus, l'émission de rayons X ne se fait plus de façon discontinue.

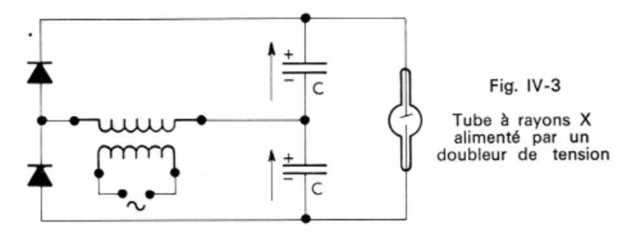


Fig. IV-3
Tube à rayons X alimenté par un doubleur de tension

Certains tubes comportent des montages redresseurs alimentés par un réseau triphasé. Les temps de pose peuvent être compris entre une milliseconde et plusieurs secondes.

1.2. Image radiologique. — Cette image est une ombre projetée (fig. IV-4) qui reproduit, de façon imparfaite, l'aspect de l'organe qui la fournit :

— elle est agrandie par rapport à l'objet, puisque les

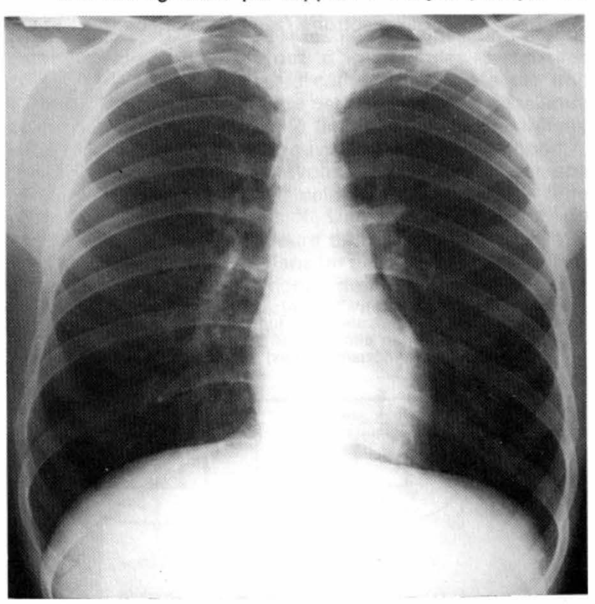


Fig. IV-4 — Image radiologique d'un thorax

rayons divergent à partir de la source ; plus l'objet est proche du plan de projection et plus la source est éloignée, moins l'agrandissement est accentué ;

— elle est plus ou moins floue ; plus la source est ponctiforme et plus elle est éloignée, plus l'image est nette. Lorsque la source est placée à trois mètres du sujet, on dit que l'on opère en *téléradiographie ;*

— elle est déformée, en raison de la forme de l'organe et de sa situation par rapport au plan de projection et par rapport à la source ; la déformation est minimale pour le rayon normal, c'est-à-dire celui qui part du foyer et qui tombe perpendiculairement à l'écran ;

— elle est complexe car elle est formée par une superposition d'ombres appartenant à des organes divers. On réduit cette complexité en examinant le sujet sous des incidences variées, en prenant deux photographies pour deux positions différentes du sujet et en observant les images produites à l'aide d'un stéréoscope (pour obtenir une impression de relief) : c'est la *stéréoradiographie*.

La *tomographie* est une technique de radiographie particulière : pendant le temps de pose, l'ampoule et l'écran sont déplacés en synchronisme, la ligne joignant le foyer de l'ampoule au centre de l'écran passant constamment par un point fixe qui est le point à étudier. Par ce procédé, on obtient une image nette de l'organe examiné et une image floue des organes voisins. Chaque image étant nette pour une profondeur précise, les radiographies obtenues sont de véritables coupes d'organes (fig. IV-5).

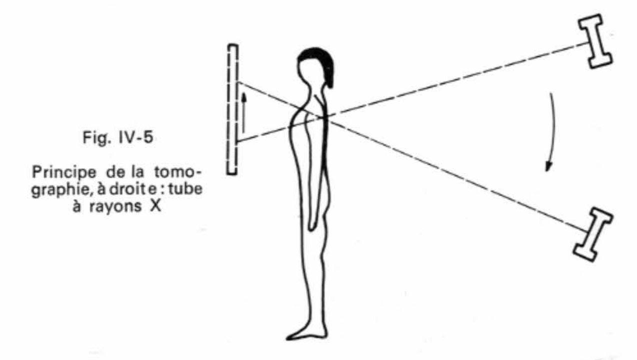
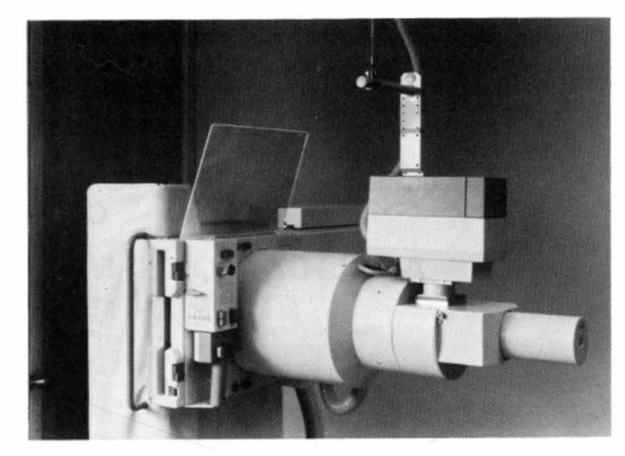


Fig. IV-5

Principe de la tomographie, à droite : tube à rayons X

La qualité de l'image radiologique a été grandement améliorée par l'utilisation des amplificateurs de luminance (appelés aussi amplificateurs de brillance). Le principe mis en œuvre est le suivant (fig. IV-6) : le rayonnement X vient frapper un écran fluorescent, l'écran primaire, dont une face, enduite d'une couche photoémissive (alliage de césium et d'antimoine), constitue la photocathode du tube. Cette électrode émet des électrons (effet photoélectrique ; V. t. 1, Électronique, chap. 20) qui sont accélérés vers l'anode et sont arrêtés par un écran fluorescent secondaire. L'image formée sur celui-ci est petite (15 mm de diamètre environ) et très brillante. Agrandie, elle peut être observée au moyen d'un oculaire. Sa qualité est inférieure à celle des images offertes par les films radiographiques (notamment, elle est moins contrastée) mais les doses de rayonnement nécessaires sont considérablement moins grandes donc moins dangereuses. De plus, l'examen n'exige pas l'obscurité complète. Il est aussi possible de filmer les images obtenues ; cela est intéressant pour l'étude du mouvement des organes. Dans ce cas, l'objectif de la caméra remplace l'oculaire du tube amplificateur de luminance.



Ensemble amplificateur de brillance avec caméra de télévision (*Siemens*)

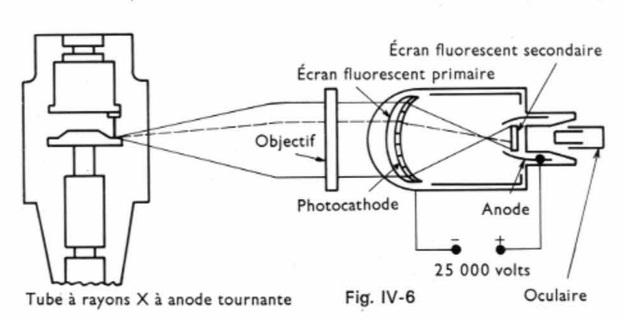
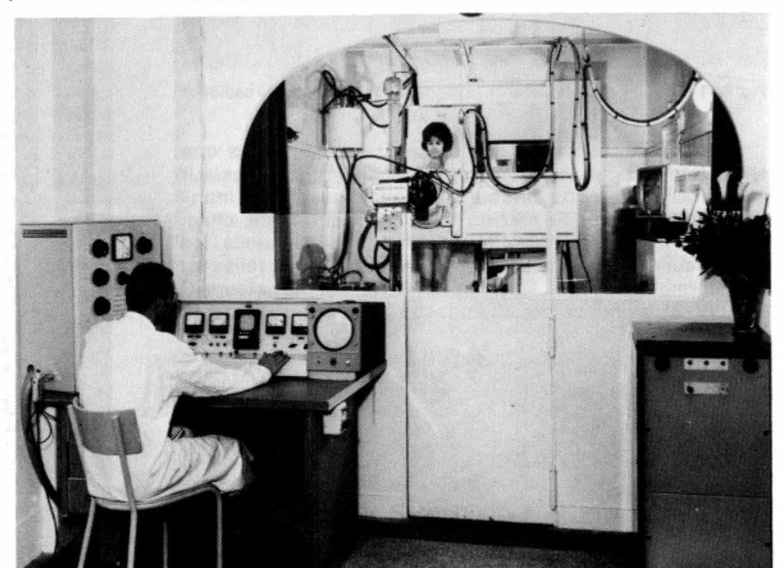


Fig. IV-6

La *télévision radiologique* en circuit fermé est une technique perfectionnée de radiographie. L'image à observer est filmée par une caméra de télévision ; les signaux sont amplifiés et transmis à un ou plusieurs récepteurs de télévision.



Radioscopie avec amplificateur de luminance et télévision en circuit fermé (*Boicantier-Massiot Philips*)

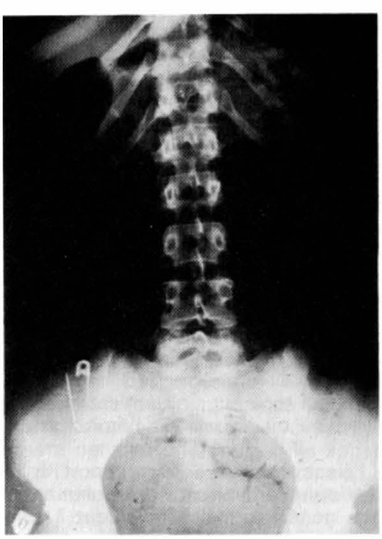


Fig. IV-7

Radiographie d'un corps étranger intra-abdominal (ici, une épingle visible en bas et à gauche)



Fig. IV-8

Artériographie cérébrale normale

Les applications du radiodiagnostic sont variées. Cet examen est utile pour localiser un corps étranger (fig. IV-7) ou pour diagnostiquer une fracture ou une luxation. L'examen du cœur et des poumons se fait le plus souvent sans préparation mais l'examen des vaisseaux, des voies digestives, urinaires et génitales nécessite une opacification préalable au moyen de produits opaques aux rayons X (fig. IV-8).

2. RADIOTHÉRAPIE

Les rayons X ont une action destructive sur les tissus vivants; celle-ci dépend de l'intensité du rayonnement et de la nature des tissus. Cette propriété est utilisée en radiothérapie ou *röntgenthérapie*.

On peut classer les techniques de radiothérapie selon la tension appliquée au tube et selon l'action en profondeur du rayonnement. On distingue :

— la buckythérapie : 10 kV, 2 mm ;
— la röntgenthérapie de contact : 45 à 60 kV, 1 cm ;
— la röntgenthérapie superficielle : 70 à 100 kV, 1 cm ;
— la röntgenthérapie moyennement pénétrante : 120 à 150 kV, 2 cm ;
— la röntgenthérapie pénétrante : 180 à 300 kV, 4 à 6 cm ;
— la röntgenthérapie ultra-pénétrante : 400 à 3 000 kV, au-delà de 6 cm.

Le tube de Bucky, qui fonctionne sous une tension voisine de 10 kV, est scellé ; une petite fenêtre transparente, en verre spécial, permet d'obtenir un faisceau de rayons très mous, utilisables en dermatologie. Dans le cas de la radiothérapie de contact, on amène le tube à quelques millimètres de la lésion ; le refroidissement se fait par circulation d'air.

Pour les applications en surface, la dose est uniformément répartie dans toute l'étendue irradiée. Pour cette raison, le diamètre de la zone irradiée n'est pas supérieur à la moitié de la distance foyer-peau et le faisceau principal de rayons X est perpendiculaire à la surface cutanée. Si la zone à irradier est trop importante, on la divise en plusieurs champs qui sont irradiés successivement.

En radiothérapie profonde, on cherche à faire parvenir, à l'organe ou à la région malade, la même dose de rayons X dans toute son épaisseur. Plus la lésion est profonde, plus la tension doit être grande et le filtrage sévère. En effet, lorsque la tension croît, les rayons sont plus durs et plus pénétrants ; le filtrage a pour but l'élimination des rayonnements de grandes longueurs d'onde restant dans le spectre (leur énergie se dissipe inutilement dans la peau).

La distance foyer-peau doit être importante par rapport à la distance peau-tumeur, afin que l'intensité à la surface de la peau soit peu différente de l'intensité en profondeur. Les irradiations profondes peuvent être réalisées avec un seul champ, ou deux champs (opposés, obliques ou tangentiels), ou des champs dits en feux croisés (quatre en général, fig. IV-9), ou un champ continu si le tube peut tourner autour du sujet (*cycloröntgenthérapie*). Dans les cavités en relation avec l'extérieur, on met en place un tube de radiothérapie de contact. Dans le cas de tumeurs disséminées, le corps entier peut être irradié en une seule fois : c'est la *téléröntgenthérapie*, pour laquelle la source doit être à plus de trois mètres du corps.

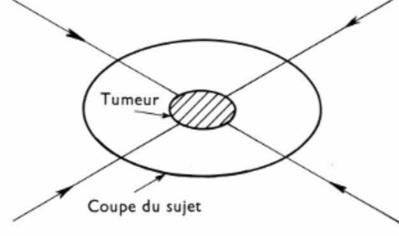


Fig. IV-9

Chaque champ apportant en profondeur 30 % des doses appliquées en surface, ces doses s'additionnent dans le traitement par champs croisés

Dans tous les cas, le champ d'irradiation est soigneusement délimité au moyen de localisateurs de formes variées (cylindres, troncs de cône ou de pyramide), de centreurs localisateurs lumineux (qui projettent sur la peau du malade une tache de lumière) ou de masques de plomb.

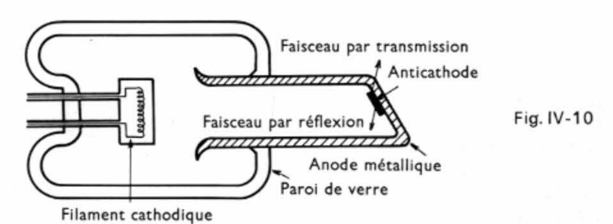


Fig. IV-10

Le problème inhérent aux charges électriques portées par la paroi (négatives sur la paroi interne à la suite de l'accumulation d'électrons provenant du faisceau ; positives sur la paroi externe) est résolu par l'utilisation d'anticathodes creuses et surtout d'anticathodes extérieures (fig. IV-10). Dans ce cas, la cathode est isolée par une paroi de verre et l'anticathode est dans un tube métallique dont elle ferme une extrémité tandis que l'autre extrémité est scellée au verre qui se trouve en face de la cathode.

Pour sortir du tube, les rayons X doivent traverser une certaine épaisseur de métal ; celui-ci joue un rôle de filtre pour le faisceau de rayons X. Une bonne répartition du potentiel sur la paroi extérieure du tube est obtenue en le plaçant dans de l'huile ou dans un gaz isolant ; pour les très hautes tensions, les tubes comportent des électrodes intermédiaires disposées en série, à l'intérieur et à l'extérieur, pour assurer une répartition graduelle des charges (fig. IV-11).

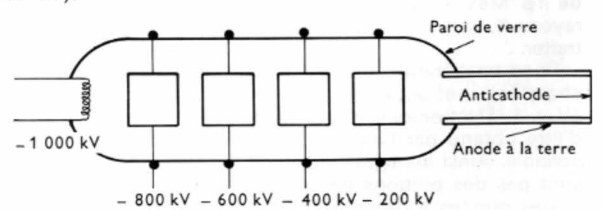


Fig. IV-11 — Disposition des électrodes intermédiaires qui assurent une meilleure répartition des potentiels dans le tube à rayons X

La **dose thérapeutique,** c'est-à-dire la quantité de rayonnement (produit de l'intensité de rayonnement et du temps d'application) est déterminée à l'avance. Le thérapeute fixe son fractionnement, le rythme des séances, la durée de celles-ci et la dose qui sera reçue par le patient au cours de chacune des séances. La dose par champ est également fixée.

Au cours d'une séance d'irradiation, on mesure l'ionisation produite par le rayonnement au niveau du tissu irradié, au moyen d'un *ionomètre*. Cet appareil comporte une chambre d'ionisation présentant des formes variées adaptées au lieu d'irradiation. Il indique l'intensité du rayonnement par lecture directe sur un cadran à aiguille; la quantité de rayonnement peut être obtenue à partir de ce résultat et en tenant compte de la durée du traitement. Avec un dosimètre, le résultat est fourni directement et l'opérateur peut afficher l'indication correspondant à la dose que doit recevoir le sujet (fig. IV-12). Un signal avertit l'opérateur et l'irradiation est arrêtée dès que la dose prévue est atteinte.

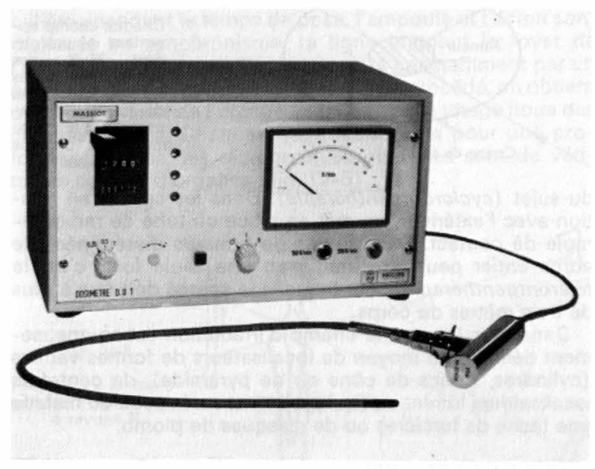


Fig. IV-12 — Dosimètre (*Massiot-Philips*)

L'indication fournie par l'ionomètre est différente si la chambre d'ionisation est dans l'air ou si elle est placée sur la peau car, dans ce dernier cas, le phénomène de rétrodiffusion du rayonnement vers la surface modifie la mesure. Celle-ci correspond alors à la somme de la dose apportée par le faisceau et de la dose apportée indirectement par la rétrodiffusion. Pour évaluer ce rayonnement, on utilise un « fantôme », bloc diffusant comparable à la partie du corps irradiée en composition, masse et dimension. Il est constitué, en général, par un mélange de paraffine et de produits organiques ou bien il est fait avec un bois compressé spécial (*press-wood*). Le rayonnement de retour augmente avec la surface irradiée, l'importance de l'épaisseur sous-jacente et la dureté des rayons; l'accroissement peut atteindre 50 %. Des tables indiquent quelle doit être la dose mesurée dans l'air au moyen de l'ionomètre pour que les tissus sous-jacents reçoivent la dose désirée.

3. ÉLECTRONTHÉRAPIE

La mise au point, en 1940, par l'Américain Kerst, d'un accélérateur d'électrons ou *bêtatron*, a permis d'obtenir des rayons X de très courtes longueurs d'onde par bombardement d'une cible au moyen d'électrons animés de grandes vitesses. En thérapeutique, on utilise en général le bêtatron de 18 MeV (fig. IV-13); il sert, soit à la génération de rayons X, soit au bombardement électronique des tissus à traiter.

Dans un bêtatron, les électrons (émis par une cathode chauffée) sont accélérés au moyen d'un champ électrique (V. t. 1, Électronique, chap. 2) qui présente la particularité d'être obtenu par l'intermédiaire d'un champ magnétique variable. Ainsi les lignes de force du champ électrique ne sont pas des portions de courbes limitées par deux électrodes portées à des potentiels différents comme dans la plupart des dispositifs utilisés pour produire un champ électrique; au contraire, ces lignes peuvent être des courbes fermées. Dans le bêtatron, ce sont des cercles qu'un électron peut décrire des centaines de milliers de fois. À chaque tour, son énergie augmente et elle peut atteindre des centaines de mégaélectronvolts.

Le champ magnétique variable est obtenu au moyen d'un électroaimant dont l'enroulement d'excitation est traversé par un courant alternatif. En tout point de l'entrefer, l'induction magnétique $\vec{B}$ varie en fonction du temps et un champ électrique $\vec{E}$ prend naissance. En effet, la théorie et l'expérience montrent, qu'en un point, champ électrique et champ magnétique sont deux grandeurs liées (plus précisément le rotationnel du champ électrique est égal à l'opposé de la dérivée de l'induction magnétique par rapport au temps: $\overrightarrow{\text{rot}}\ \vec{E} = -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t}$).

Le faisceau d'électrons est reçu sur une anticathode de tungstène ou de molybdène où se produit l'émission de rayons X.

Les avantages de l'électronthérapie par rapport à la röntgenthérapie conventionnelle tiennent non seulement à une meilleure tolérance générale, mais également à une meilleure préservation des tissus sains. En effet, les trajectoires des électrons accélérés sont isolées; entre elles se trouvent des espaces dans lesquels ne se produit pratiquement pas d'absorption corpusculaire (cela est d'autant plus vrai que le volume-cible est petit) : les cellules saines, plus petites, sont donc atteintes moins fréquemment que les cellules malades.

De plus, contrairement aux rayons X, un faisceau d'électrons peut être concentré à la profondeur désirée (dans la limite de pénétration des électrons) et il ne se produit pas de rétrodiffusion. Par ailleurs, l'absorption au niveau des os est plus faible que celle des rayons X.

Les indications de l'électronthérapie sont les cancers, dont le siège est situé depuis la surface cutanée jusqu'à six centimètres de profondeur.

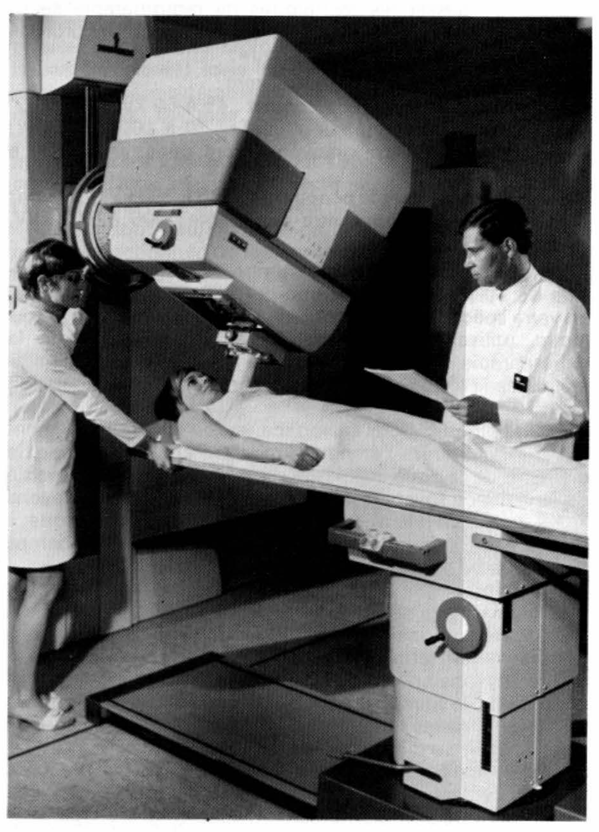


Fig. IV-13 — Bêtatron utilisable pour la thérapie avec des rayons X ultra-durs et un rayonnement électronique de haute énergie aussi bien pour l'irradiation à champ fixe (avec toutes les incidences de rayons) que pour les irradiations pendulaires centriques et excentriques; énergie réglable en continu entre 4 MeV et 18 MeV (*Siemens*)

THÉRAPEUTIQUE

CHAPITRE V

LES COURANTS ÉLECTRIQUES ET LEURS APPLICATIONS AU CORPS HUMAIN

Pour les soins médicaux, on utilise depuis longtemps les propriétés des courants électriques (courant continu, courant alternatif, impulsions de courant). Des appellations particulières ont été conservées : ainsi, un courant continu fourni par une pile est parfois appelé *courant galvanique* et un courant obtenu en mettant en œuvre un phénomène d'induction est nommé *courant faradique*.

1. APPLICATIONS DES COURANTS CONTINUS

En raison des phénomènes d'électrolyse qu'il provoque, le courant continu est surtout utilisé pour introduire un médicament dans l'organisme (ionisation médicamenteuse). Le médicament est décomposé électrolytiquement sous l'effet du courant et les ions formés ne perdent leur charge qu'au niveau des membranes intercellulaires. Chez l'homme, certains ions sont arrêtés rapidement, d'autres pénètrent profondément (des expériences, réalisées en laboratoire sur des animaux, ont montré que certains ions traversent entièrement le sujet et peuvent passer d'une électrode à l'autre ; fig. V-1).

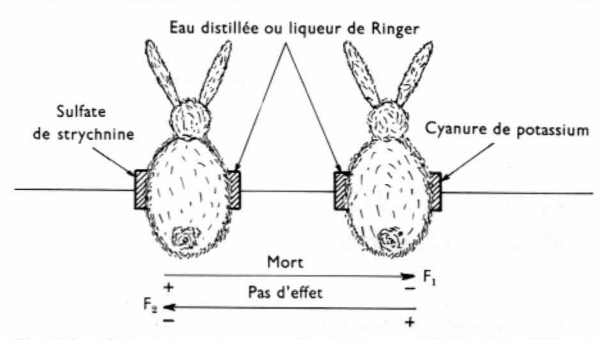


Fig. V-1 — Selon le sens du courant l'ionisation produit des effets différents sur les deux lapins montés en série : — sens F_1 : mort due à la pénétration de la strychnine (cation) et à l'introduction du cyanure de potassium (anion) — sens F_2 : aucun effet

En clinique, on a ainsi réalisé l'ionisation iodée (à partir d'iodure de potassium à 1 %) et l'ionisation salicylée (à partir de salicylate de soude à 3 %) ; le médicament est placé au niveau de l'électrode négative et les ions se dirigent vers l'électrode positive. Le courant d'électrolyse est peu intense : 1 à 10 mA. Les indications de la *galvanothérapie* sont l'obésité et certains troubles trophiques osseux et articulaires.

En psychiatrie, l'électrochoc se pratique à l'aide du courant continu : la durée de passage du courant est réglée automatiquement entre 0,1 et 1 seconde ; la tension appliquée est comprise entre 80 et 150 V.

2. APPLICATIONS DES COURANTS ALTERNATIFS

Les courants sont produits au moyen d'oscillateurs à relaxation ou de multivibrateurs (V. t. 1, Électronique, chap. 11 § 2 et chap. 17). Les signaux utilisés sont généralement des impulsions d'amplitude réglable et de durée comprise entre 1,5 et 3 millièmes de seconde ; leur fréquence peut être réglée entre 0,1 et plusieurs milliers d'hertz. Dans certains cas, on utilise des courants rythmés, qui sont souvent des séries d'impulsions rectangulaires (impulsions unidirectionnelles ou alternées) plus ou moins espacées.

Ces courants sont intéressants pour obtenir des effets de contraction musculaire. Au moment de l'application du courant, il se produit une contraction qui se prolonge pendant toute la durée de l'impulsion ; à la fin de celle-ci, il y a une nouvelle contraction, plus faible que la première, suivie du relâchement du muscle qui revient à l'état de repos. Lorsque la fréquence des impulsions est faible, les contractions sont importantes à chaque début d'impulsion et plus faibles à la fin de l'impulsion. Si la fréquence croît, les contractions sont plus faibles et elles s'ajoutent les unes aux autres ; la contraction devient assez vite importante et permanente : c'est le *tétanos physiologique*.

3. APPLICATIONS DES COURANTS DE HAUTE FRÉQUENCE

Les courants dits de haute fréquence, utilisés en médecine, ont des fréquences supérieures à 300 000 Hz. Ils présentent la propriété de ne pas déclencher d'effet excito-moteur.

C'est vers 1890 que d'Arsonval étudia les effets produits sur le corps humain par un courant de faible intensité et de fréquence croissante. Il constata que les effets neuromusculaires augmentent avec la fréquence si celle-ci est inférieure à 10 000 Hz ; au-delà de cette valeur, les effets décroissent quand la fréquence augmente. Lorsque celle-ci dépasse 100 kHz, aucun effet ne peut être constaté. Il est possible d'appliquer au corps humain des courants de plusieurs ampères sans aucun danger, le seul effet étant une élévation de température des tissus traversés.

Pour comprendre les effets des courants de haute fréquence sur le corps humain, il faut tenir compte du fait que les os et les tissus adipeux sont peu conducteurs, tandis que les viscères, les muscles et le sang sont bons conducteurs ; en revanche, la résistance de la peau est très élevée (fig. V-2). Si l'on opère en haute fréquence, par exemple, à

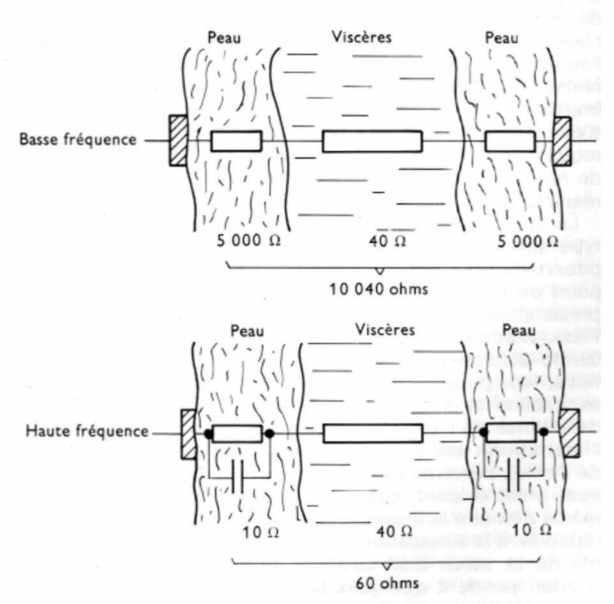


Fig. V-2 — Variation de la résistance du corps humain suivant la fréquence

500 000 Hz, la peau devient moins résistante et se comporte comme un condensateur shunté par une résistance : la pénétration des courants est plus facile qu'en continu. À 50 MHz, la circulation du courant est encore plus aisée : il est possible de faire passer le courant de haute fréquence sans même appliquer les électrodes sur la peau et la répartition du courant est très uniforme.

Les premiers appareils de d'Arsonval, appelés en médecine appareils à haute fréquence, étaient des oscillateurs haute fréquence à ondes amorties. Actuellement, les appareils de *diathermie* comportent des montages oscillateurs (V. t. 1, Électronique, chap. 16) fournissant des signaux dont les fréquences sont égales à 13,56 ; 27,12 ; 40,58 MHz (fréquences pour applications médicales).

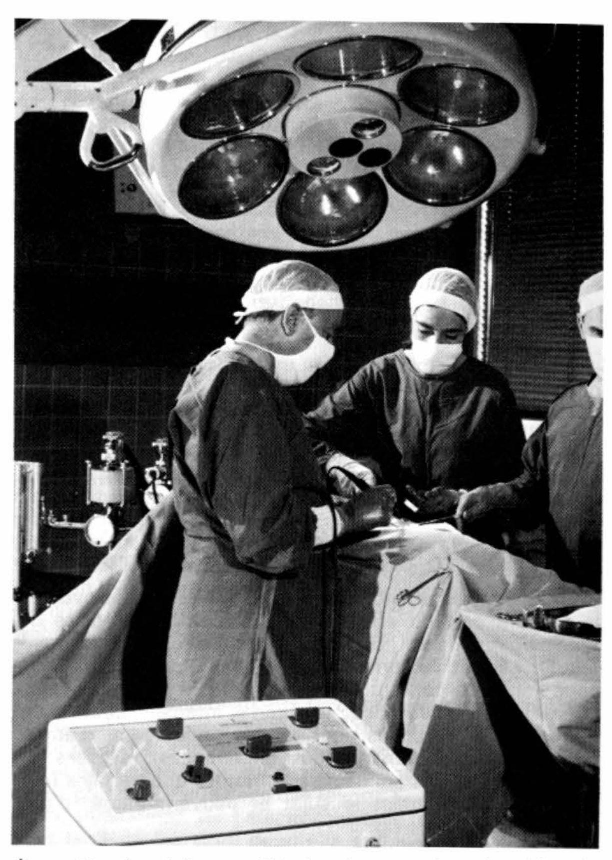
Les courants de haute fréquence sont utilisés en thérapeutique pour leur action thermique : dans les tissus de la partie chauffée il se produit une vasodilatation intense et un accroissement de l'irrigation sanguine. Les meilleurs résultats ont été obtenus dans les névralgies, les douleurs musculaires et articulaires. Certaines maladies vasculaires affectant la circulation sanguine peuvent être améliorées.

4. ÉLECTROCHIRURGIE

En chirurgie, différents résultats sont obtenus selon les caractéristiques du courant utilisé ; sous une tension élevée, il se produit une dessiccation ; avec des ondes amorties, une coagulation ; avec des ondes entretenues, une section.

La coagulation est réalisée en surface ou en profondeur : l'électrode active est une aiguille. En surface, il faut un courant de grande intensité pendant un temps très court ; en profondeur, un courant de faible intensité pendant une durée plus longue.

La section est faite à l'aide d'un *bistouri* électrique. Cet instrument se présente sous forme d'une lame ou d'un fil fin formant une boucle ; il est relié à l'un des pôles d'une source à haute fréquence, l'autre pôle de cette source étant réuni à une masse métallique. La section ne s'accompagne d'aucune hémorragie mais cette technique nécessite une grande légèreté de main.



Électrochirurgie : générateur radiologique à commande par impulsions de puissance très élevée ; six sortes de courant H.F. Réglage par registre avec commutateur pour sélection du mode de fonctionnement. Circuit de sécurité pour l'électrode neutre (*Siemens*)

CHAPITRE VI
RÉANIMATION, SURVEILLANCE ET ASSISTANCE CARDIAQUES

Tout arrêt du cœur qui se prolonge plus de trois minutes entraîne la mort. C'est dire l'urgence de l'intervention en cas de syncope cardiaque. La création d'unités hautement spécialisées dans les services hospitaliers de cardiologie, l'équipement d'ambulances commandé par un médecin réanimateur permettent actuellement de sauver de nombreuses victimes de crises cardiaques. Toujours dans le but d'une intervention rapide, on dispose également de chariots mobiles, indépendants, comprenant un appareillage complet de réanimation d'urgence et permettant de commencer la réanimation du malade dès son arrivée à l'hôpital.

Le muscle cardiaque est particulier : c'est un muscle de type strié mais qui se contracte automatiquement. Il est pourvu de deux systèmes nerveux : un système intrinsèque, point de départ d'une onde d'activation qui part de lieux précis situés au niveau des oreillettes (nœud de Keith et Flack, nœud de Tawara) et un système extrinsèque (nerfs cardio-activateurs) qui commandent le rythme des contractions, leur puissance, le tonus de la fibre musculaire, son excitabilité et ses qualités de conductibilité. C'est sur la défaillance de l'un ou l'autre de ces deux systèmes ou sur l'interruption en un point quelconque de la conduction de l'influx nerveux, que l'on agit par la stimulation cardiaque. Il est évident, cependant, que le tissu cardiaque lui-même doit être suffisamment sain, au moins en partie, pour répondre à la stimulation. Dans le cas contraire, il est possible de se servir d'un système de suppléance permettant d'aider, pendant quelques temps, un ventricule défaillant, par exemple ; ce système est composé d'un circuit extracorporel aspirant le sang dans le ventricule au moyen d'une sonde intraventriculaire et le réinjectant dans l'aorte sous une pression normale. Il existe également des appareils cœur-poumon artificiel qui rendent possible la mise au repos complète du cœur pendant quelques heures.

Les malades justiciables de ces soins particuliers sont les sujets souffrant d'un infarctus aigu, d'un accident aigu du bloc auriculo-ventriculaire, de tachycardie ventriculaire, de certains troubles du rythme cardiaque provoqués par des intoxications aiguës et d'insuffisance cardiaque par embolie pulmonaire.

1. STIMULATION CARDIAQUE

Elle peut être réalisée par voie externe ou par voie interne.

1.1. Stimulation externe. — On emploie des impulsions électriques de durée égale à 2 ou 3 millisecondes et d'intensité réglable entre 5 à 120 milliampères (dans un circuit de 1 000 ohms). La fréquence peut varier entre 20 à 200 impulsions par minute ; le rythme est indiqué par l'allumage d'une lampe-témoin. Un équipement transistorisé a des dimensions très faibles : $10 \times 12 \times 3{,}5$ cm^3 par exemple, batteries comprises.

1.2. La stimulation endocavitaire. — La mise en place de la *sonde endocavitaire*, encore appelée *électrode d'entraînement électrosystolique sous amplification*, se fait

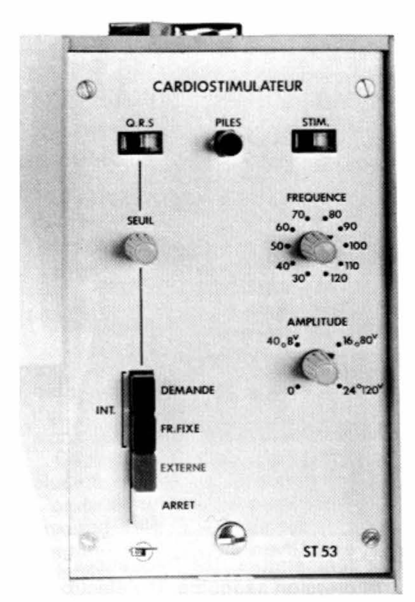


Fig. VI-1 — Appareil pour stimulation cardiaque endocavitaire ou transthoracique (*Thomson Medical Telco*)

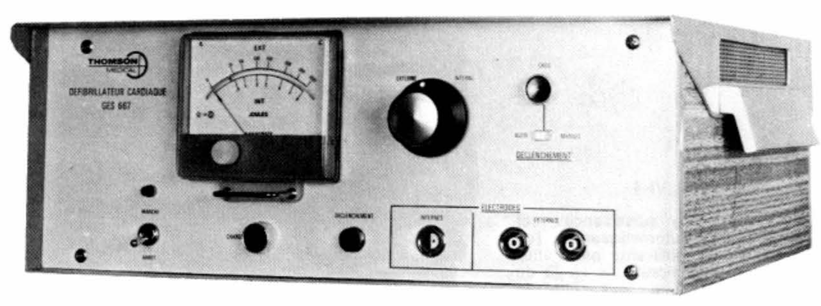


Fig. VI-3 a — Défibrillateur cardiaque permettant d'appliquer par voie transthoracique des chocs électriques correspondant à une énergie de 350 J au maximum ; cet appareil permet toute intervention d'urgence ; équipé d'une batterie incorporée (rechargeable sur secteur) son autonomie de fonctionnement est complète (*Thomson Medical Telco*)

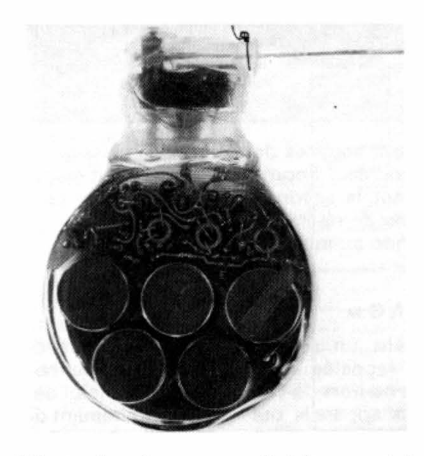
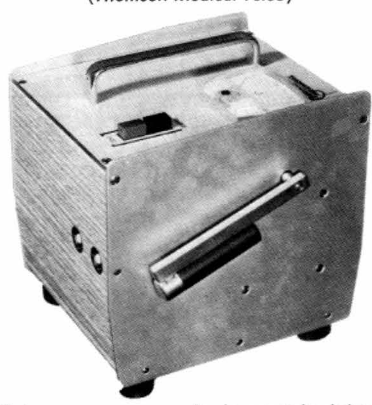


Fig. VI-2 Cardiostimulateur ouvert (*Assistance publique*)

Fig. VI-3 b — Défibrillateur autonome portatif (*Thomson Medical Telco*)



par voie vasculaire ; un cathéter entraîne l'électrode négative jusqu'à la paroi interne du ventricule droit et l'électrode positive est implantée dans le tissu thoracique sous-cutané. Cette technique permet l'emploi de courants faibles. Les générateurs sont fixes ou portatifs (fig. VI-1) et délivrent des impulsions d'amplitude réglable entre 0 et 15 V et de fréquence comprise entre 45 et 160 impulsions par minute. En général, la fréquence de fonctionnement est de 70 impulsions par minute et l'amplitude des impulsions est égale à 3,5 V.

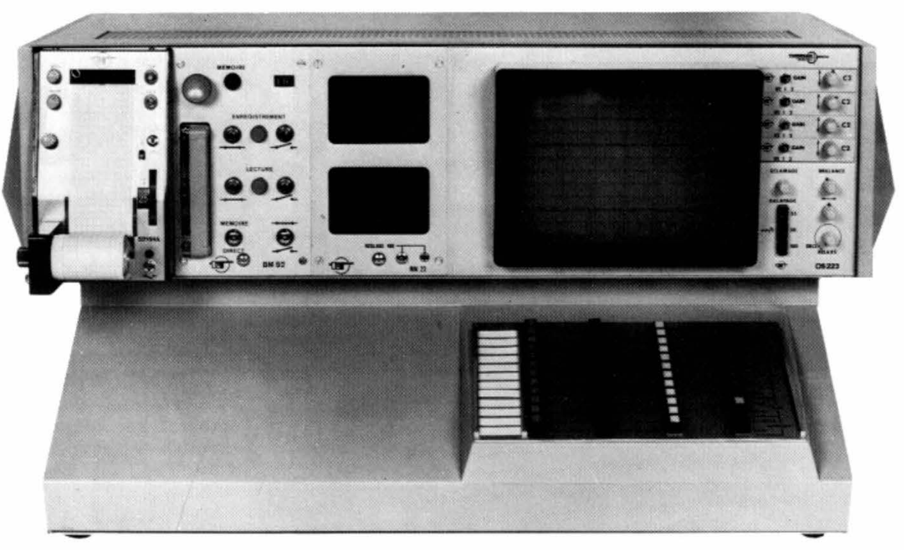
1.3. Le cardiostimulateur ou « pace-maker ». — Lorsque la stimulation endocavitaire ne peut assurer la reprise des contractions, il est nécessaire d'envisager l'emploi d'un stimulateur intracorporel définitif, c'est-à-dire d'un cardiostimulateur implanté (fig. VI-2). La mise en place de cet appareil nécessite une double intervention chirurgicale : d'une part, une ouverture postérieure gauche sous la onzième côte (lombotomie) pour ménager un logement au générateur et un passage pour les fils entre les fibres diaphragmatiques, d'autre part, l'ouverture du thorax et l'implantation des électrodes dans le cœur. Les électrodes sont en platine, de même que les fils ; en raison de leur peu d'élasticité, on cherche à les remplacer par des fils de plastique chargés de carbone, à la fois plus souples et plus résistants. Le montage de base comporte un oscillateur suivi d'un amplificateur de puissance. L'alimentation est assurée par une pile, en général, au mercure (V. t. 1, Électricité, chap. 9) dont l'autonomie est comprise entre deux et cinq ans selon les modèles. Certains appareils peuvent être interrompus à volonté au moyen d'interrupteurs magnétiques à lame souple, placés en atmosphère neutre (V. t. 2, Relais, § 7) ; on peut les commander à distance au moyen d'un aimant. Pour la plupart, la fréquence et l'amplitude des signaux sont préréglées ; certains comportent cependant des boutons de commande en relief auxquels s'adaptent des aiguilles-clés que l'on pique à travers la peau.

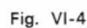
Le cardiostimulateur classique présente l'inconvénient de délivrer toujours les mêmes impulsions, quelles que soient l'activité physique ou les émotions du sujet. Le stimulateur synchrone de Nathan représente une tentative de rétablissement de la liaison nerveuse auriculo-ventriculaire ; il permet un entraînement du cœur plus proche de la normale Dans ce cas, une électrode, fixée sur l'oreillette, recueille le potentiel de celle-ci et commande le stimulateur. Un dispositif de sécurité assure le déclenchement automatique du stimulateur en cas de défaut du signal auriculaire, ainsi que son arrêt lors de la reprise des battements spontanés.

Le problème de la brièveté de la durée de fonctionnement des piles rend nécessaire leur remplacement, ce qui impose chaque fois une intervention chirurgicale. Pour cette raison, certains stimulateurs comportent un générateur nucléaire au plutonium 238 (V. t. 1, Autres sources d'énergie), dont la durée de vie théorique est de 87,4 ans ; pratiquement, on compte ne pas avoir à les remplacer avant dix ans d'utilisation. La source d'énergie est constituée par 150 mg de plutonium 238, enfermés dans un boîtier à double paroi étanche. La pile ne présente aucun danger d'irradiation. La chaleur, dégagée par la désintégration des atomes de plutonium, est convertie en courant électrique au moyen d'un convertisseur thermo-électrique comprenant une série de thermocouples au tellurure de bismuth.

2. DÉFIBRILLATION

La fibrillation cardiaque est une trémulation désordonnée des fibres musculaires du cœur. Le plus souvent, elle concerne les oreillettes (fibrillation auriculaire) et elle provoque une irrégularité dans le rythme de contraction des ventricules (arythmie). Parfois, les ventricules sont atteints et alors il faut intervenir d'urgence. La défibrillation est obtenue en appliquant au cœur un choc électrique assez intense, pendant une durée brève. Les intensités des courants et les tensions choisies varient selon les techniques car la résistance électrique du cœur, voisine de 50 ohms, est différente selon les sujets. On emploie le plus souvent la défibrillation externe réalisée à l'aide d'électrodes larges appliquées sur la cage thoracique (fig. VI-3 a et b). Le courant alternatif, en raison de sa longue durée d'action, pouvant engendrer lui-même une fibrillation, on préfère utiliser le courant fourni par la décharge d'une batterie de condensateurs. L'impulsion de tension appliquée a une




Fig. VI-4

Poste central de surveillance : cet appareil affiche automatiquement (en séquences) les différents paramètres captés par un « moniteur » au lit du malade. L'affichage des mesures désirées peut également être obtenu par l'intermédiaire d'une commande manuelle (*Thomson Medical Telco*)

amplitude de 1,5 kV à 4,5 kV. Les chocs sont espacés de huit millisecondes ; ils sont déclenchés au moment approprié du cycle cardiaque, c'est-à-dire pendant la seconde moitié de la systole. Un électrocardiogramme de référence permet le déclenchement électronique du choc au moment voulu.

3. SURVEILLANCE OU « MONITORING »

La surveillance continue de malades dans un service hospitalier de chirurgie ou de réanimation (appelée aussi « monitoring ») peut être réalisée sous la vue ou hors de vue des médecins. Pour ce faire, on utilise des appareils qui permettent de mesurer de cinq à seize paramètres dont les plus classiques sont la température, les fréquences cardiaque et respiratoire, la pression sanguine. Un électrocardiogramme peut également être relevé.

Des capteurs sont placés sur chaque malade et les informations recueillies sont, en général, regroupées dans un ensemble qui se présente sous forme d'un pupitre (fig. VI-4). Ces appareils sont munis d'alarmes. Les informations peuvent être traduites sur des graphiques ou être enregistrées sur bande magnétique à quatre pistes. Ce dernier procédé permet une étude ultérieure de l'évènement, ainsi que l'emploi de lecteurs de courbes et d'un calculateur pour un traitement différé des données. Les équipements de surveillance sont complétés par des dispositifs de réanimation.

CHAPITRE VII

AUDIOMÉTRIE ET PROTHÈSE AUDIOMÉTRIQUE

L'oreille est un organe complexe qui comporte trois parties (fig. VII-1) :

— *l'oreille externe*, formée du pavillon et du conduit auditif externe ;

— *l'oreille moyenne*, qui est une chambre de transmission. Elle est fermée vers l'extérieur par le tympan, membrane vibrante qui transmet les vibrations à la membrane de la fenêtre ovale par l'intermédiaire d'une chaîne d'osselets minuscules (le marteau, l'enclume et l'étrier).

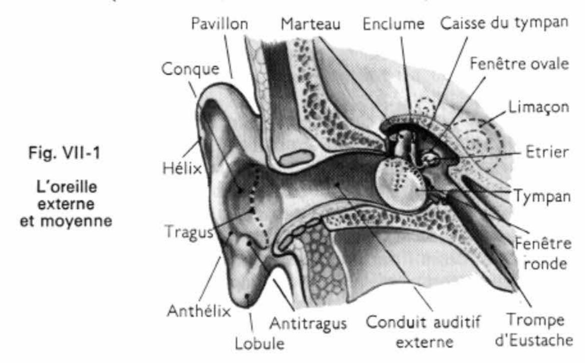


Fig. VII-1

L'oreille externe et moyenne

— *l'oreille interne*, qui constitue l'organe de perception auditive. Elle est composée d'une série de cavités creusées dans un os de la base du crâne, le rocher : c'est le labyrinthe osseux (fig. VII-2) qui comprend deux parties, le limaçon et le vestibule avec ses trois canaux semi-circulaires. Le vestibule est en relation avec la caisse du tympan par la fenêtre ovale. Dans le labyrinthe osseux, et séparé de lui par une lame de liquide ou périlymphe, se trouve un labyrinthe membraneux rempli d'un liquide, l'endolymphe. C'est ce liquide qui entre en vibration lorsque les ondes sonores parviennent à la fenêtre ovale. Dans le limaçon, le labyrinthe membraneux constitue le canal cochléaire dont la paroi inférieure se nomme membrane basilaire : celle-ci comporte 23 500 points différents, vibrant chacun pour un son particulier. Sur cette membrane repose l'organe de Corti, organe sensoriel de l'audition, dont les cellules ciliées (23 500) sont en relation avec les terminaisons du nerf cochléaire. Les cils, au nombre de 50 à 100 par cellule, flottent dans l'endolymphe. Sur les cellules ciliées s'avance la membrane de Corti, dite *membrana tectoria*. Le nerf auditif est formé par la réunion de deux nerfs, le nerf cochléaire,

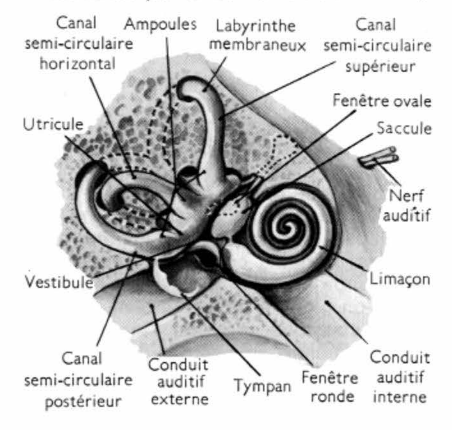


Fig. VII-2

L'oreille interne

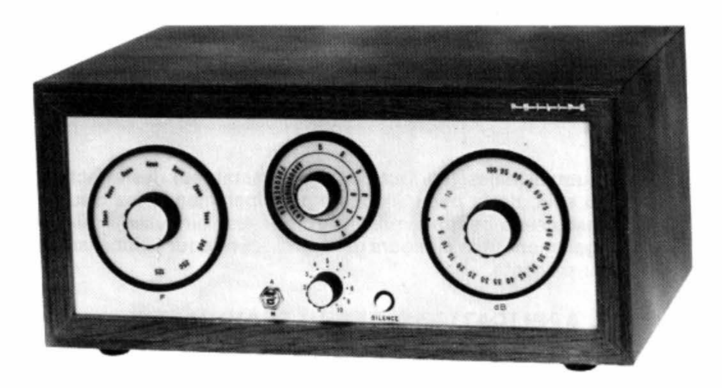


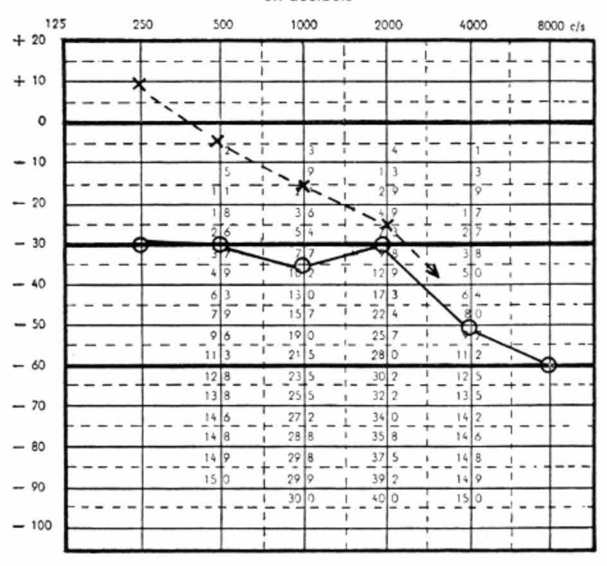
Fig. VII-3

Audiomètre de dépistage (*Massiot-Philips*)

Fig. VII-4

Audiogramme tonal
—— voie aérienne
— — — voie osseuse

L'axe des abscisses est gradué en hertz; l'axe des ordonnées est gradué en décibels



qui transmet les impressions auditives et le nerf verticulaire qui, depuis les canaux semi-circulaires, transmet les impressions liées à l'équilibre.

Georg von Bekesy, prix Nobel de médecine en 1961, a élucidé le rôle de la membrane de Corti dans l'audition. L'onde sonore se propage transversalement de la base du limaçon vers le sommet et aboutit aux cellules ciliées de l'organe de Corti. La *membrana tectoria* glisse par rapport à la membrane basilaire, entraînant une flexion des cils; cette flexion constitue l'excitant mécanique des récepteurs. Pour chaque fréquence sonore, un point de la membrane basilaire vibre de manière plus ample que les autres et cette vibration est immédiatement transformée en courant électrique: c'est ce que l'on nomme le pouvoir microphonique de l'oreille interne. Au-delà, le cortex cérébral joue un rôle très important dans l'interprétation des phénomènes sonores. Les secteurs cochléaires se projettent point par point sur une aire cérébrale particulière, l'aire 22.

1. AUDIOMÉTRIE

L'audiométrie est une technique d'examen de l'audition; elle permet l'établissement d'une courbe auditive, ou *audiogramme*, pour chaque oreille. Elle peut être établie au moyen d'un audiomètre (fig. VII-3); cet appareil comporte un générateur fournissant tous les sons audibles, leur fréquence et leur intensité étant réglables (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 1). De nombreux troubles peuvent ainsi être décelés, localisés et caractérisés. Les sons ne devant parvenir qu'à l'oreille examinée, il est nécessaire de les masquer pour l'autre oreille; celle-ci est placée sous un écouteur qui produit un bruit blanc (bruit dont le spectre comporte toutes les fréquences des sons audibles).

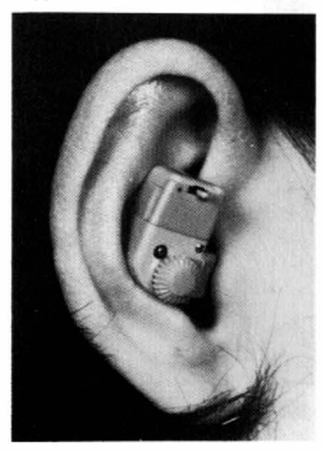
2. PROTHÈSE AUDIOMÉTRIQUE

Pour corriger une audition déficiente, il ne suffit pas d'amplifier le son en tenant compte du type de surdité diagnostiquée mais il faut aussi pouvoir régler en permanence cette amplification d'après l'intensité sonore du message. L'usage des transistors a permis de réduire considérablement la taille des appareils de correction auditive (fig. VII-5). Ils comportent toujours un microphone électromagnétique, un amplificateur et un écouteur. Deux commandes sont accessibles: le contrôle de l'amplitude du signal de sortie (contrôle de volume) et le réglage de la tonalité.



Fig. VII-5 — La miniaturisation des prothèses audiométriques (*Philips*)

Appareil intra-auriculaire (*Philips*)



CHAPITRE VIII

AUTRES APPLICATIONS MÉDICALES

1. APPLICATIONS DES INFRAROUGES

Ce rayonnement est émis par tous les corps chauds, mais on le produit en quantité notable en utilisant comme sources une lampe à filament de carbone ou une résistance électrique chauffée au rouge sombre ou encore des filaments de tungstène (V. t. 2, Éclairage, chap. 3). La source est placée dans un réflecteur hémisphérique, cylindrique ou parabolique orientable. Le rayonnement est filtré au moyen d'écrans en verre à l'oxyde de manganèse ou en verre iodé.

On distingue l'infrarouge proche (0,7 à 3 µm), l'infrarouge moyen (3 à 30 µm) et l'infrarouge lointain (30 à 10 000 µm).

Les infrarouges de courtes longueurs d'onde traversent quelques centimètres de tissu avant d'être absorbés et transformés en chaleur. À dose faible, cette chaleur provoque une vaso-dilatation et une analgésie; si la dose est trop importante, il y a érythème et brûlure. La chaleur a, de plus, une action antispasmodique sur les fibres musculaires lisses.

En thérapeutique, les infrarouges ont actuellement un emploi limité : certains cas de psoriasis ou de cellulite sont parfois justiciables d'une cure, de même que la cicatrisation traînante de plaies atones.

En revanche, avec la *thermographie en couleur*, l'infrarouge devient un moyen d'investigation clinique intéressant (fig. VIII-1). En effet, l'état de la peau témoigne du métabolisme profond et la distribution de la température, dans une région corporelle, permet d'évaluer l'état des tissus. La peau émet un rayonnement correspondant à l'infrarouge moyen (1,5 à 20 µm) et le facteur d'émission de la peau est voisin de celui du corps noir (on sait que le corps noir est un corps dont le pouvoir absorbant est égal à 1 quelle que soit la fréquence du rayonnement). La mesure de l'énergie rayonnée permet de connaître la température cutanée. En thermographie infrarouge, on mesure cette énergie au moyen de détecteurs infrarouges (balayage « point par point ») et un appareil très sensible fournit une sorte de carte en couleur des niveaux thermiques (isothermes). Chaque couleur correspond à une température déterminée. Cette technique d'examen est particulièrement intéressante comme investigation complémentaire dans les affections rhumatismales (surtout celles des membres), les affections du sein, de la peau (cancers principalement), les troubles vasculaires périphériques (thromboses veineuses). Elle est également utile au cours de la grossesse pour la localisation du placenta.



Fig. VIII-1 — Image, obtenue par l'appareil de thermographie, montrant que le pied droit est mal irrigué (*Bouillot-Thomson-C.S.F.*)

2. APPLICATIONS DES ULTRAVIOLETS

Le rayonnement ultraviolet utilisé en médecine a une longueur d'onde comprise entre 0,4 et 0,28 µm (proche ultraviolet). Il est fourni le plus souvent par un arc électrique produit dans un tube à décharge à vapeur de mercure. Dans ce dispositif, deux électrodes sont en présence dans une atmosphère de vapeur de mercure : la cathode est en mercure, l'anode en mercure ou en métal (tungstène, nickel, platine ou fer).

Les rayons ultraviolets détruisent les micro-organismes si bien qu'on les utilise pour la stérilisation, par exemple des salles d'opération ou de matériels divers : masques chirurgicaux, gants de caoutchouc, etc. Du point de vue physiologique, les tissus vivants réagissent à l'irradiation par des modifications : l'épiderme rougit passagèrement, réalisant l'érythème actinique. Si l'irradiation a été trop forte, il se produit une brûlure avec apparition de phlyctènes. Les rayons ultraviolets ont une puissante action photochimique sur les stérols et, en particulier, sur l'ergostérol. Ce corps présente, dans l'ultraviolet, quatre bandes d'absorption : 0,26 µm, 0,27 µm, 0,28 µm et 029, µm. Il se transforme en ergocalciférol, ou vitamine D_2 ($C_{28}H_{44}O$) qui a un effet antirachitique. La vitamine, formée dans les tissus, est ensuite rapidement transportée dans d'autres organes.

L'irradiation ultraviolette provoque également une activation de la mélanogenèse, ou formation de mélanine, qui est le pigment naturel de la peau.

De ces actions diverses découlent les applications médicales des ultraviolets, leur rôle important dans la prévention et le traitement du rachitisme chez le jeune enfant, leur action favorable lors des convalescences, leur rôle adjuvant dans le traitement des tuberculoses ostéoarticulaires, de certaines affections de la peau (acné, psoriasis) ou du cuir chevelu (pelade). Des précautions doivent cependant être prises. Avant la cure, il est nécessaire de tester le sujet, afin de connaître sa sensibilité aux ultraviolets. Quant à la cure elle-même, elle doit être progressive, la durée de l'exposition, lors des premières séances, étant de l'ordre de la minute et celle des dernières proche d'une demi-heure. La source, d'abord lointaine, peut être progressivement rapprochée du sujet. Celui-ci porte des lunettes à verres fortement teintés en raison de l'agressivité du rayonnement vis-à-vis de la cornée, de la conjonctive et parfois de la rétine.

Pour ces applications, les ultraviolets sont fournis par une lampe à vapeur de mercure dont l'ampoule est en quartz fondu (elle contient un peu de mercure). Les rayonnements émis ont des longueurs d'onde comprises entre 0,185 µm et 0,435 µm ; ils doivent être filtrés pour éliminer les ultraviolets dont les longueurs d'onde sont inférieures à 0,280 µm.

3. APPLICATIONS DES ULTRASONS

On utilise, en médecine, les ultrasons de fréquence voisine de 800 kHz (V. t. 2, Autres applications). Le contact intime entre l'émetteur et la peau du sujet est réalisé par l'interposition d'huile de parafine ou de vaseline. Les ultrasons présentent trois sortes d'effets :

— un effet thermique,
— un effet chimique (oxydo-réduction),
— un effet mécanique de brassage moléculaire des tissus.

En thérapeutique, des générateurs d'ultrasons (fig.

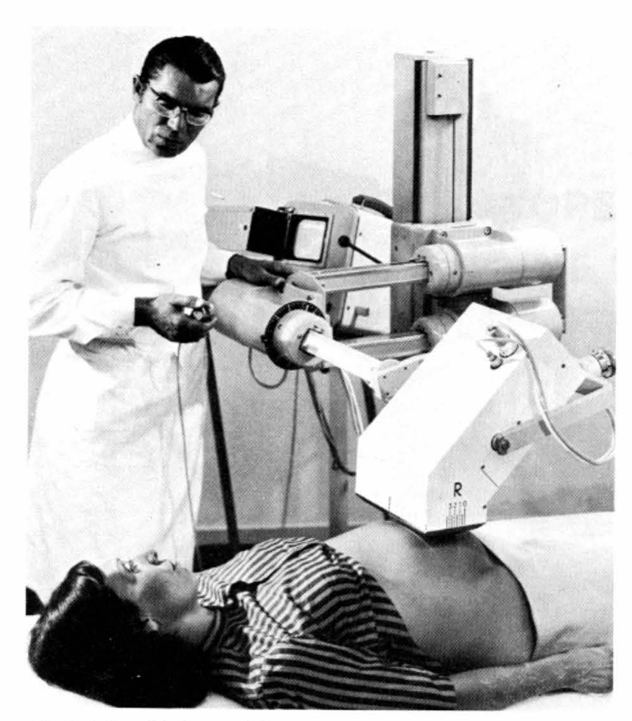


Fig. VIII-2 — Générateur d'ultrasons permettant l'observation de phénomènes cinétiques dans l'organisme (*Siemens*)

VIII-2) permettent de concentrer l'énergie de façon très précise sur un point donné du corps (1500 W/cm²) et de détruire des tissus. Ces rayonnements ont un avantage sur les rayons X : leur utilisation n'est pas accompagnée de la production de radiations ionisantes. Ils sont parfois préférés aux rayons X pour éliminer des tissus malades, notamment au niveau de l'encéphale. Les ultrasons sont également utilisés pour le diagnostic, notamment pour l'échoencéphalographe et la tonométrie oculaire (V. chap. 2 et 3).

Une *prothèse ultrasonore* pour mal-voyants, l'*Orientir*, a été mise au point pour la première fois en U.R.S.S. C'est une sorte de « lanterne acoustique » qui se place sur l'oreille du sujet et qui utilise la réflexion des ondes ultrasonores sur les obstacles. Toute barrière provoque l'émission de signaux qui renseignent à la fois sur la distance et sur la consistance de l'obstacle.

4. UTILISATION DES IONS NÉGATIFS

Depuis le début du siècle, des travaux ont montré l'effet bénéfique, pour l'être humain, d'une atmosphère chargée en ions négatifs. Trois types de sources peuvent être utilisées : les sources à émission thermoionique (V. t. 1, Électronique, chap. 3), les sources radioactives à émission de particules α (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 2) et surtout les sources à décharge sous haute tension qui sont les seules décrites ici. Dans ces sources, un générateur fournit une tension alternative qui est ensuite redressée pour obtenir une tension unidirectionnelle proche de 5 kV. Le pôle négatif est relié à une grille isolée à travers laquelle circule un courant d'air pulsé par un ventilateur. Cet air se trouve donc dans un champ électrostatique et il se produit une ionisation ; l'inconvénient de cet appareil est de provoquer la formation d'ozone et de nombreux parasites, en raison de l'effet couronne (V. t. 2, Transport et distribution de l'électricité, chap. 10).

Dans d'autres sources, la haute tension est appliquée entre une pointe et un plan entre lesquels passe un courant d'azote (fig. VIII-3). Avec une tension de 10 kV et un courant de décharge de 10^{-7} A pour chaque longueur de 1 cm du fil, on peut obtenir un million d'ions par centimètre cube à un mètre de distance (contre trois cents ions par centimètre cube en l'absence de champ ionisateur).

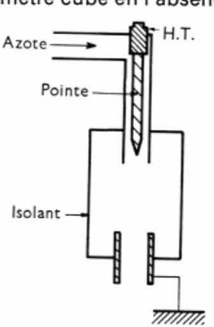


Fig. VIII-3

Les applications de l'aéro-ionisation négative sont nombreuses. On a reconnu son action sur certaines formes de rhumatismes, sur l'hypertension artérielle, sur la cicatrisation des plaies, la guérison des brûlures et sur certaines maladies des voies respiratoires comme l'asthme et la pollinose.

5. PROTHÈSES ORTHOPÉDIQUES ÉLECTRONIQUES

L'électronique a permis l'élaboration et la mise au point de différents types de prothèses, en vue de l'appareillage des amputés et des paralysés. Ceux-ci peuvent ainsi retrouver une partie des mouvements du membre perdue et une sorte de « sensibilité » artificielle. Dans cet ordre d'idée, une main électronique autorise de grands espoirs.

5.1. La main électronique. — La main normale est un organe de préhension doué de sensibilité tactile. Sans l'aide des yeux, la main permet d'évaluer, par palpation, la forme, la matière et le poids d'un objet ; le cortex cérébral reçoit des informations et commande ensuite l'acte de préhension. La main électronique a la forme d'une main normale. Elle est recouverte d'un gant et des capteurs sont placés à l'extrémité des doigts. Au moyen d'un codage, la forme et le poids de l'objet peuvent être déterminés. Les signaux recueillis permettent de commander un moteur électrique pour exercer une force appropriée sur un objet. Le système électronique est alimenté par batterie.

5.2. Les prothèses volitionnelles. — Dans la commande des prothèses, un grand progrès a été réalisé par

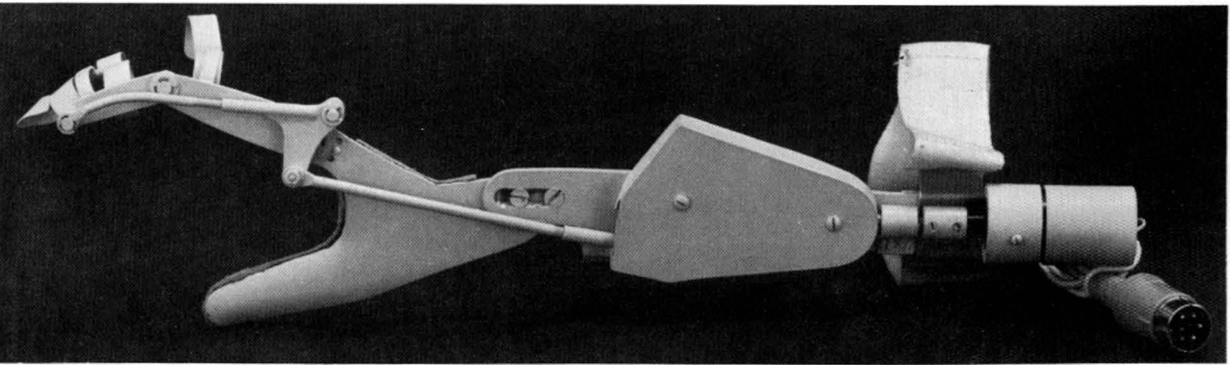


Fig. VIII-4 — Prothèse à commande myoélectrique pour main paralysée (*Compteurs Schlumberger*)

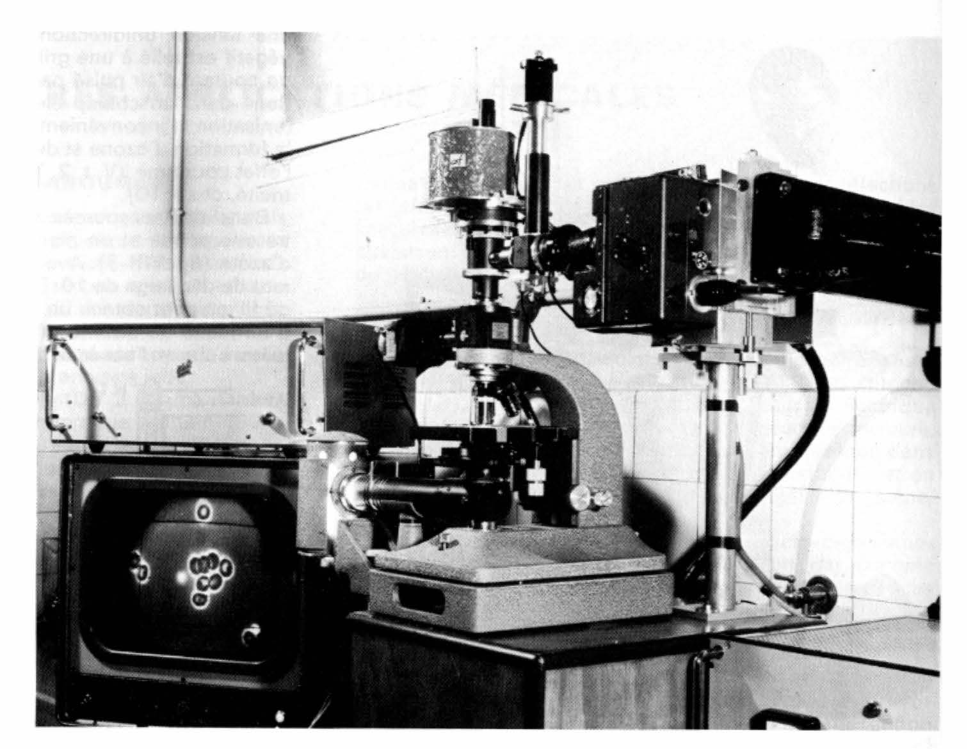


Fig. VIII-5

Ensemble microscope-laser-télévision pour études sur le sang et, en particulier, destruction des globules rouges (*Thomson-CSF*)

l'utilisation de la commande bioélectrique ; notamment, un membre supérieur artificiel très perfectionné a pu être mis au point. Ce type de prothèse est basé sur l'existence d'un courant électrique produit par le muscle lors de sa contraction. Des électrodes sont placées sur les muscles du moignon ; elles recueillent les signaux électriques engendrés lorsque ces muscles sont mus par la volonté de l'amputé qui désire effectuer un mouvement avec son bras. Après amplification, ils sont transmis à un moteur électrique (alimenté par piles) qui commande les mouvements de la prothèse. Les piles sont fixées sur une ceinture que porte le sujet. L'amputé peut ainsi plier le coude, l'étendre, ouvrir et fermer la main, soulever cinq kilogrammes environ, porter vingt-cinq kilogrammes, exécuter des travaux de force variable. Par un système de contre-réaction, le sujet reçoit la sensation musculaire du poids supporté.

Le principe de la commande myoélectrique a également été utilisé pour des prothèses destinées principalement aux paralysies bilatérales des deux membres supérieurs. Dans l'un des modèles, réalisé en France, la commande de fermeture de la main est donnée par un muscle de l'avant-bras ou du cou. Cette commande, dite proportionnelle, est transmise à un moteur. L'ouverture de la main est automatique : l'arrêt de la contraction musculaire entraîne la rotation du moteur dans le sens de l'ouverture.

6. APPLICATIONS DU LASER

Le laser (V. t. 2, Électrothermie, chap. 5) est utilisé dans de nombreuses disciplines scientifiques et notamment en médecine pour des études et investigations à l'échelle microscopique, grâce à la finesse de son faisceau (fig. VIII-5).

Le laser a permis d'étudier et de filmer le comportement d'une cellule une fois l'un de ses composants détruits par un laser.

Le laser est employé en chirurgie pour la cautérisation de petites surfaces ou pour les interventions sur les nerfs ou sur l'encéphale. Il a été démontré que la sensibilité des tissus cancéreux au faisceau laser était beaucoup plus grande que celle des tissus normaux. Cette propriété a conduit à employer le laser pour la destruction des cancers superficiels. Le laser à argon semble avoir un intérêt comme bistouri. Quant aux lasers à gaz, ils sont utilisés pour des illuminations non destructives en vue de l'étude de la différence d'absorption des tissus cancéreux et des tissus normaux.

En dermatologie, les applications du laser sont variées : destruction des angiomes, des verrues, des lésions superficielles bénignes ou malignes, des tatouages.

En chirurgie oculaire, la réalisation d'un coagulateur rétinien (photocoagulateur) permet la soudure des rétines décollées, de même que la destruction de certaines tumeurs oculaires.

Dans le domaine de la recherche génétique, on a pu détruire des chromosomes et même certains gènes de cellules vivantes au moyen d'un laser. Cela peut laisser envisager la possibilité de modifier le patrimoine héréditaire.

MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE ET ORIGINE DU CONTRASTE

La microscopie optique classique est rapidement limitée du fait des longueurs d'onde utilisées (voisines de 0,50 μm) et il n'est pas possible d'obtenir un grossissement supérieur à 3 000. Pour la formation d'une image plus agrandie, il est nécessaire d'utiliser un autre vecteur que les rayons lumineux.

La dualité onde-corpuscule (De Broglie) permet de considérer l'électron de deux façons différentes : sous un aspect particulaire et sous un aspect ondulatoire. Dans ce dernier cas, les caractéristiques de l'électron sont les mêmes que celles des ondes électromagnétiques (V. t. 1, Optique, chap. 4) ; ainsi une nouvelle optique dite électronique a pu être élaborée. L'électron pouvant être dévié au moyen de champs électriques et de champs magnétiques, il a été possible de concevoir des dispositifs appelés *lentilles électrostatiques* et *lentilles électromagnétiques* remplissant exactement les fonctions que les lentilles en microscopie optique. Cela a conduit à la mise au point du microscope électronique (fig. 1).

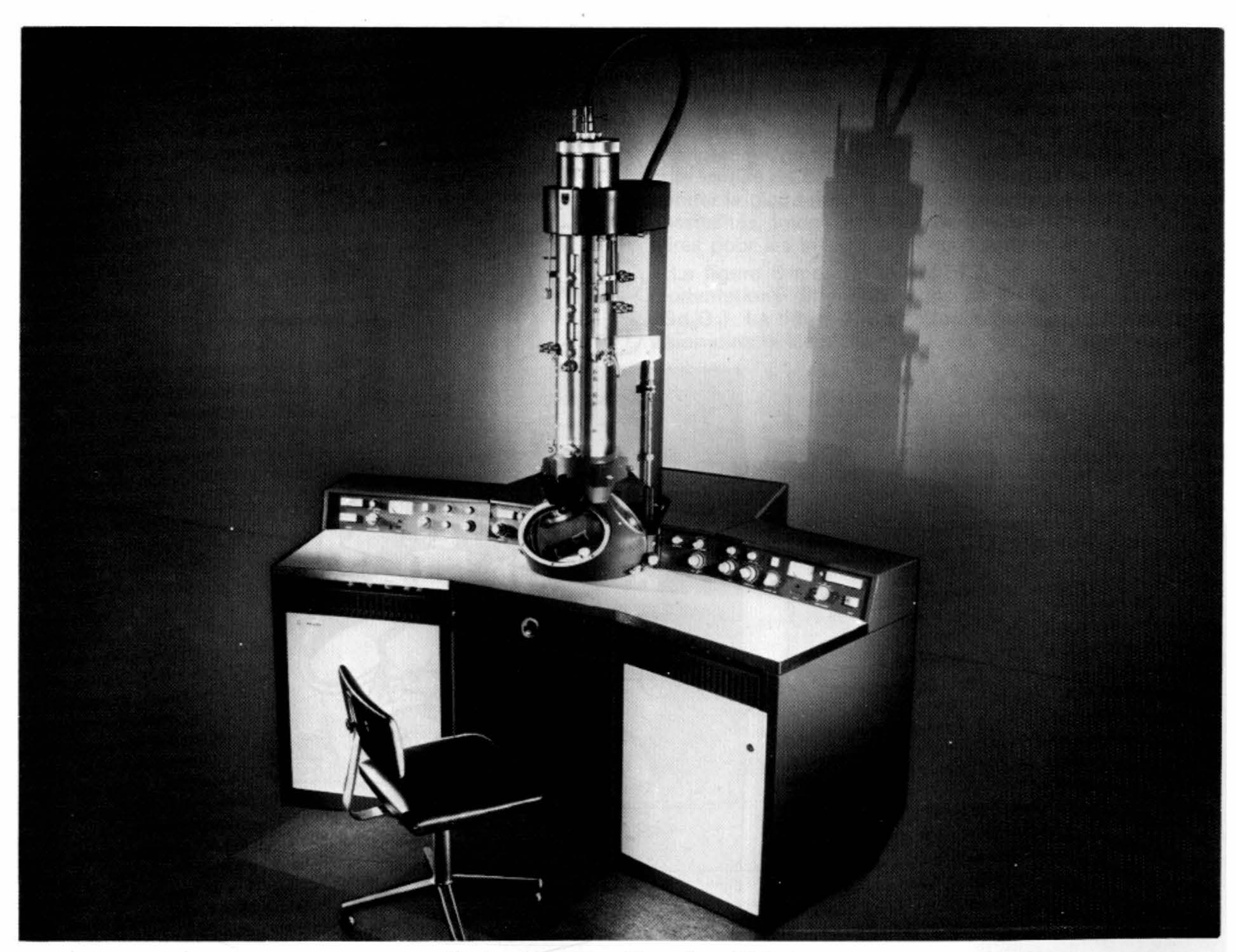


Fig. 1 — Microscope électronique (*Philips*)

1. PRINCIPE DU MICROSCOPE ÉLECTRONIQUE

Les électrons sont émis par un filament de tungstène (2) chauffé par effet Joule ; ils sont accélérés sous une tension de 20 à 100 kilovolts et sont condensés en un fin pinceau par le wehnelt (3) ; ces éléments constituent le canon à électrons du microscope. Les électrons passent ensuite dans un premier groupe de lentilles, les deux condenseurs (5) et (6), qui concentrent le faisceau sur une très petite surface de l'objet et permettent un réglage continu de l'éclairement par modification de l'intensité, du diamètre et de l'ouverture du faisceau. Le système optique placé à la suite des condenseurs comprend quatre lentilles électromagnétiques :

— l'objectif (7) avec, immergé dans son champ, l'objet fixé sur un porte-objet (8) ; l'objectif donne une première image agrandie une cinquantaine de fois ;

— les lentilles de diffraction (10) et intermédiaire (11) qui permettent de nombreuses possibilités de grandissement en choisissant judicieusement leurs courants d'excitation ;

— le projecteur (12) qui constitue l'étage final de grandissement et qui permet de projeter l'image définitive de l'objet sur un écran fluorescent (13) disposé en bas de la colonne.

L'ensemble de la colonne est sous un vide de 10^{-4} mm de mercure ; l'échantillon est maintenu entre deux grilles de cuivre dans le porte-objet.

2. CONTRASTE

Une grande différence sépare la microscopie optique et la microscopie électronique ; elle réside dans le fait que, dans le premier cas, nous observons une image agrandie de l'objet alors que, dans le second, nous voyons l'effet de l'objet sur un faisceau électronique.

Pour comprendre l'origine du contraste, il faut rappeler quelques résultats. Un échantillon cristallin est constitué par un édifice tridimensionnel : un arrangement d'atomes disposés dans des plans (V. t. 1, Physique nucléaire, chap. 4). Pour les électrons, ces plans cristallins constituent de véritables réseaux de diffraction et, très schématiquement, dans le réseau d'un cristal parfait une partie *T* du faisceau incident est transmise et une autre partie *D* est diffractée

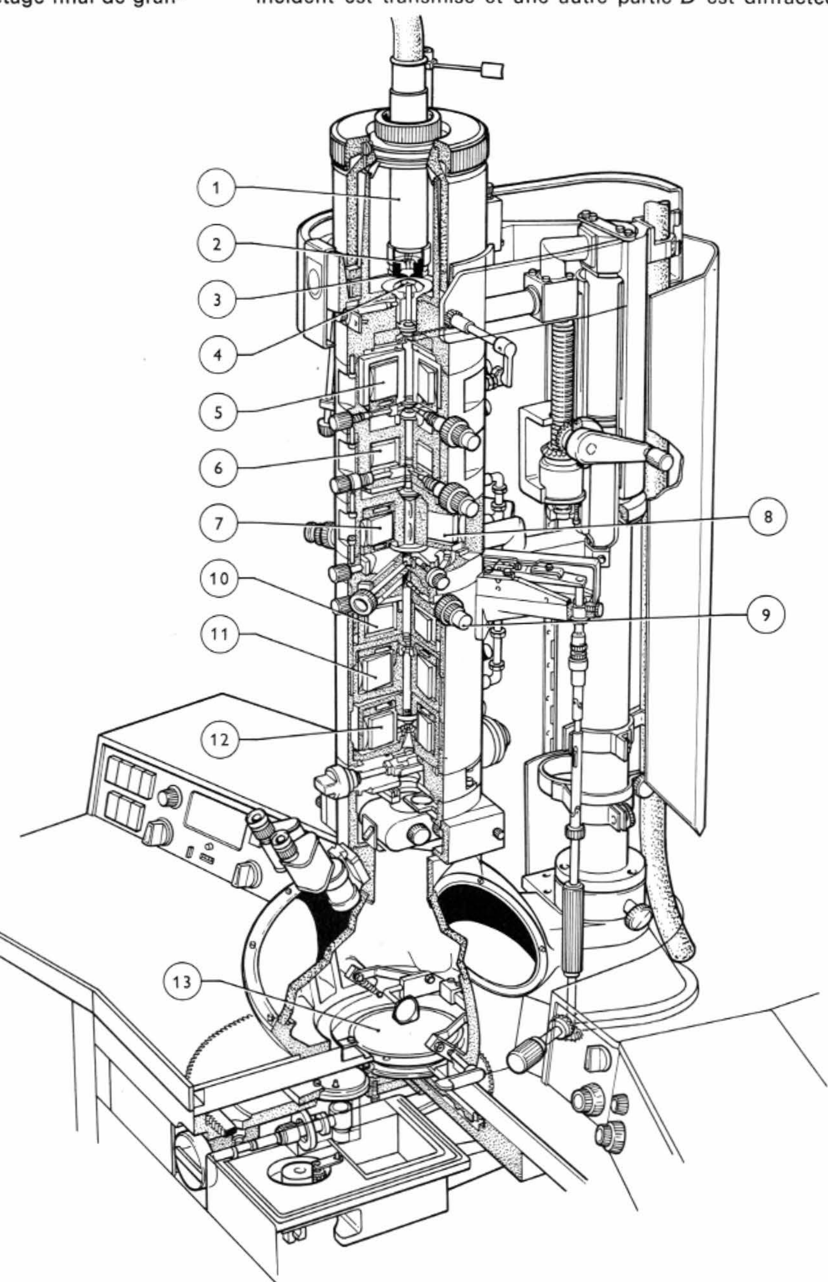


Fig. 2

Vue éclatée du microscope EM 300 *(Philips)*

1. Canon à électrons
2. Filament
3. Cylindre de wehnelt
4. Anode réglable
5. Premier condenseur
6. Second condenseur
7. Lentille-objectif
8. Porte-objet
9. Porte-diaphragmes de diffraction
10. Lentille de diffraction
11. Lentille intermédiaire
12. Lentille-projecteur
13. Écran principal d'observation

Fig. 3

Faisceau incident
Faisceau diffracté
θ
Atome
Faisceau transmis

(fig. 3 et 4). Un défaut quelconque en un point *A* rompt la régularité de l'arrangement et dans son voisinage les plans cristallins sont perturbés : une quantité *D'* différente de *D* est alors diffusée et, par différence, une quantité *T'* différente de *T* est transmise. Sur l'écran cela se traduit par une variation d'intensité (*T'* est différent de *T*) qui révèle la présence du défaut et sa forme. Cependant il faut bien avoir présent à l'esprit que nous ne voyons pas le défaut mais seulement l'effet de sa présence sur le faisceau électronique. Si le système optique grossit l'image donnée par le faisceau transmis, l'observation se fait en fond clair ;

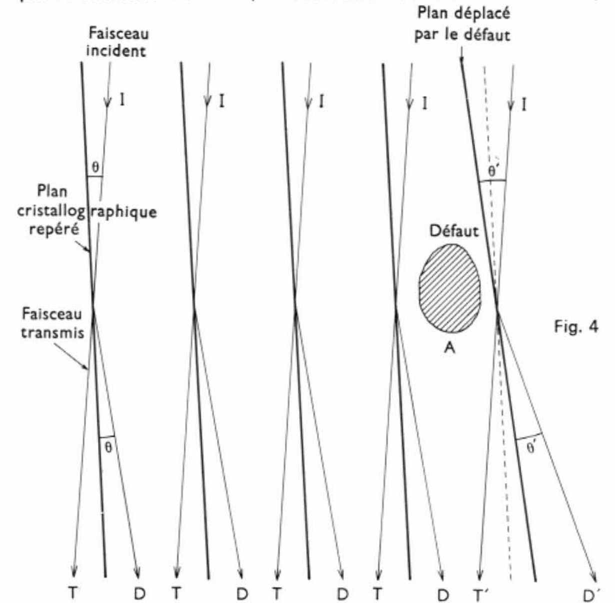


Fig. 4

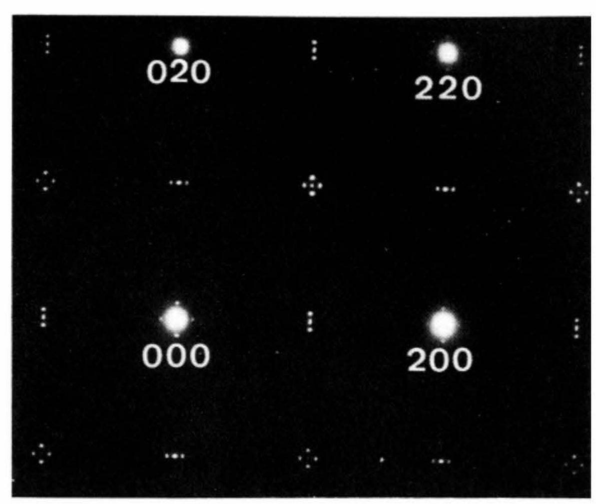


Fig. 5 — Diffraction sur un échantillon Au_3Cu à antiphases périodiques (*Denis Gratias*)

au contraire si nous constituons une image en grossissant celle donnée par un faisceau diffracté (le contraste résulte du fait que *D'* est différent de *D*) l'observation a lieu sur fond sombre.

Plusieurs familles de plans cristallins peuvent se trouver en position de diffraction et il est possible d'obtenir plusieurs faisceaux diffractés. Par une modification des diverses excitations du système optique nous pouvons projeter l'ensemble du faisceau transmis et des faisceaux diffractés et non plus une seule image, nous obtenons alors le diagramme de diffraction de l'objet (fig. 5) ; il renseigne sur la structure cristallographique et aussi sur de nombreuses caractéristiques de son état (sur la fig. 5, en plus des taches correspondant à la structure et repérées par leurs indices : 000 pour le faisceau transmis, 020 pour les faisceaux diffractés, nous pouvons distinguer de petites taches supplémentaires qui résultent d'un arrangement particulier des atomes). Placé entre l'objectif et la lentille de diffraction, un diaphragme permet de sélectionner la plage dont la diffraction est souhaitée. Les deux possibilités, image et diffraction, sont donc complémentaires pour les informations sur l'échantillon.

La figure 6 montre un ensemble de grains ou cristaux d'orientations différentes dans de l'oxyde de gadolinium (Gd_2O_3). La figure 7, à très fort grossissement, montre en vision directe les plans atomiques toujours dans l'oxyde de

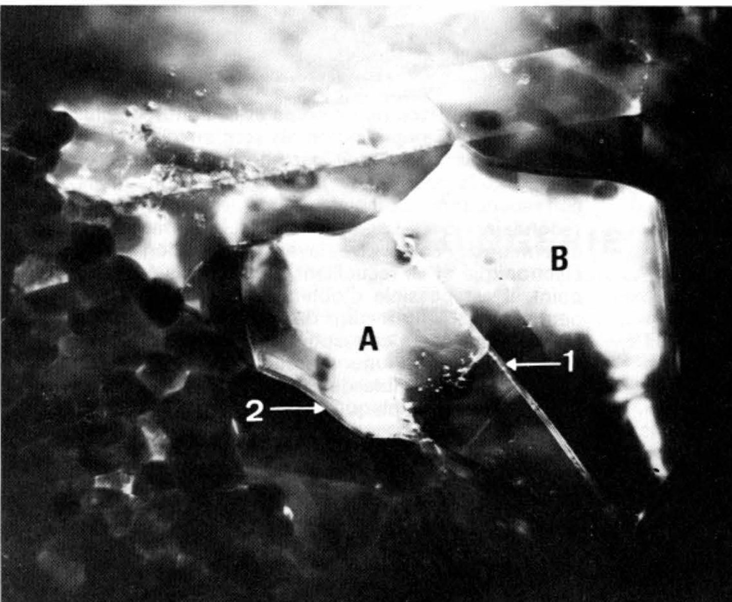
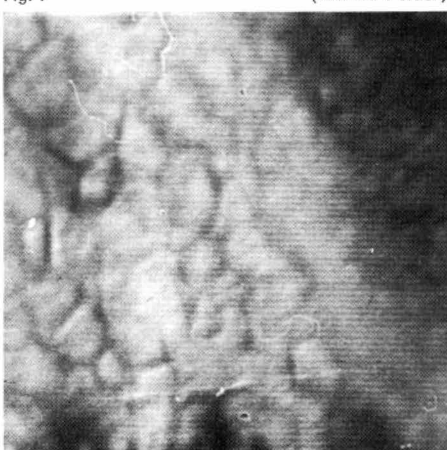


Fig. 6 — Oxyde de gadolinium

1. Joint de macle : les deux parties A et B du cristal sont symétriques par rapport à un plan de macle dont l'intersection avec la surface constitue le joint

2. Joint de grain : il sépare deux cristaux dont l'orientation cristallographique est différente (grossissement 25 000)

Fig. 7 (*Richard Portier*)



gadolinium; la distance entre deux raies est de 0,69 nanomètres; ce genre d'observation témoigne assez des performances que nous pouvons attendre de tels appareils.

L'observation directe d'atomes a pu être réalisée dans des conditions très délicates. La biologie utilise beaucoup le microscope électronique. Très schématiquement, dans ses différentes parties l'échantillon retient plus ou moins une substance chimique et le contraste est notamment dû à une absorption plus ou moins importante d'électrons (fig. 8).

Il faut signaler que pour les échantillons ou cristaux observés doivent avoir des épaisseurs inférieures à 0,1 µm. Au-dessus de cette valeur, le faisceau est totalement absorbé et ce problème d'amincissement est étroitement associé à la microscopie électronique.

Sous une accélération de 100 kV la longueur d'onde des électrons est de 3,7 picomètres (3,7 millionièmes de micromètre). Cela autorise des pouvoirs séparateurs (distance minimale entre deux points effectivement vus séparés) voisins de 0,5 nm (et parfois meilleurs que 0,15 nm) alors que la limite pour le microscope optique est proche de 0,15 nm. Nous observons directement sur l'écran avec des grandissements allant jusqu'à 500 000.

3. MICROSCOPIE ÉLECTRONIQUE À BALAYAGE (Seanning)

Cela constitue une autre technique d'observation utilisant un faisceau d'électrons comme vecteur. Nous considérerons ici, uniquement le cas de la microscopie à balayage par émission. Le principe de l'appareil est simple: un faisceau électronique, accéléré sous une différence de potentiel de 5 à 30 kV, est focalisé à la surface d'un échantillon qui peut être massif; des électrons secondaires sont

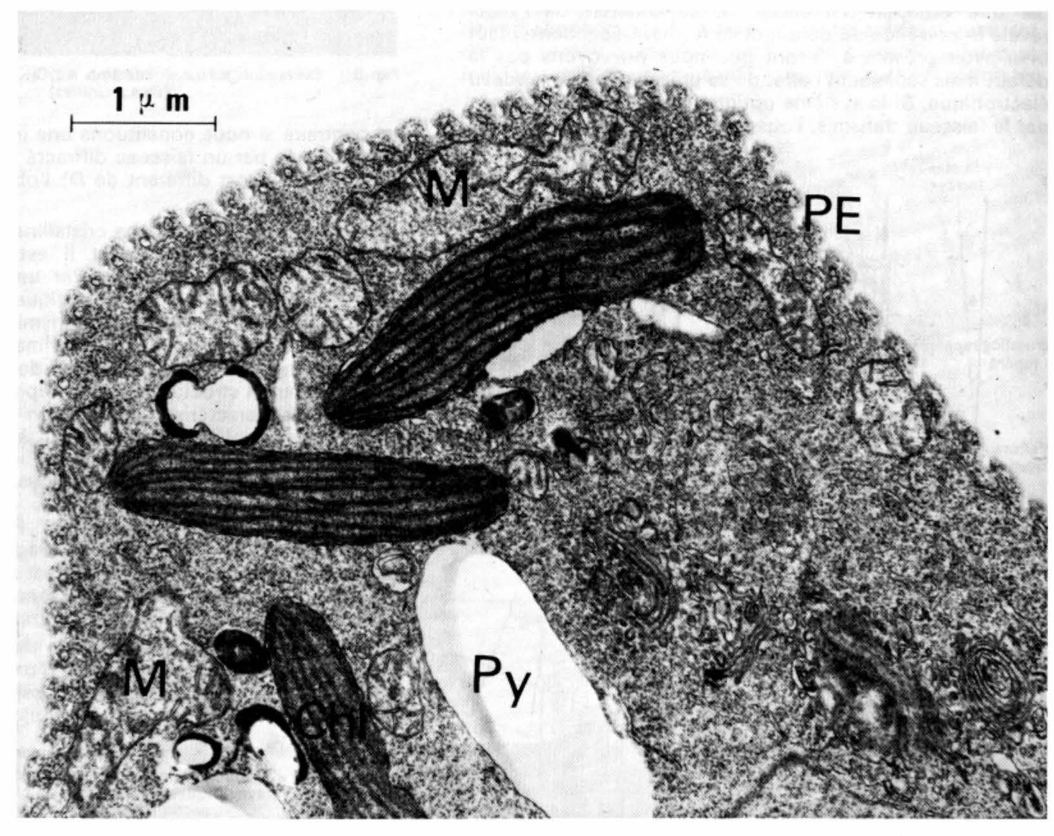


Fig. 8

Fragment d'une cellule d'Eugline
PE: pellicule externe
Organites cellulaires:
M: mitochondrie
Chl: chloroplaste
Substance de réserve:
Py: paramylon
Préfixation par glutaraldéhyde à 2 %
Postfixation par tétroxyde d'osmium à 1 %
(*Régis Calvayrac*)

émis par la surface de ce corps et ils sont recueillis par un capteur. Après amplification, ils sont envoyés sur un écran où leur impact se traduit par une brillance plus ou moins grande (elle dépend du nombre d'électrons reçus). Il y a correspondance complète entre le nombre d'électrons secondaires émis par un point de la surface et un point déterminé de l'écran. En balayant l'échantillon par le faisceau électronique et en recueillant les électrons émis en chaque point, il est possible d'obtenir une image. Elle n'est pas permanente; à un instant déterminé, elle se forme autour du point de l'écran correspondant à la zone balayée. Néanmoins, en prenant une vitesse de balayage assez rapide, l'image de l'ensemble de la surface peut être formée sur l'écran ou sur une plaque photographique (pour une étude ultérieure). Le contraste est dû aux variations du nombre d'électrons émis par les différents points de la surface dont il est ainsi possible d'observer la structure, les imperfections, la topographie (fig. 9).

La profondeur du champ est grande et la résolution (10 nm) est intermédiaire entre celle du microscope optique classique et celle du microscope électronique. Le grossissement peut atteindre quelques dizaines de milliers.

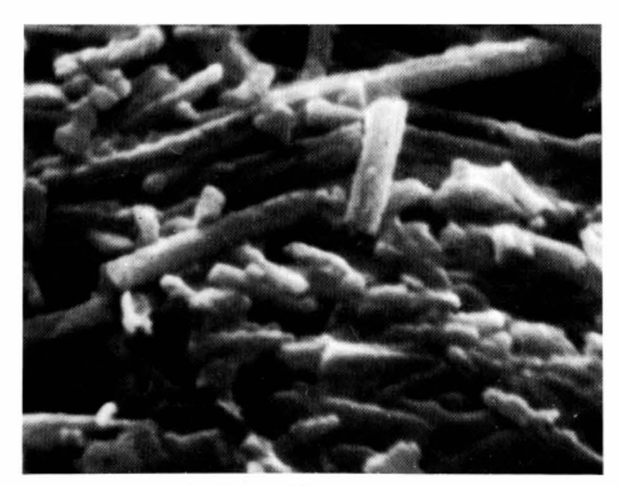


Fig. 9 — Surface de bande magnétique vue au microscope électronique à balayage (grossissement 25 000) (*Thomson-C.S.F.-CAMECA*)

HORLOGERIE

Par ses multiples applications, l'électricité a fortement contribué à l'essor de l'horlogerie en l'enrichissant de nouveaux instruments horaires particulièrement remarquables. Non seulement elle permit de concevoir des instruments autonomes d'une grande originalité, s'éloignant des solutions mécaniques traditionnelles, mais aussi elle rendit possible la distribution de l'heure à distance et la synchronisation d'appareils éloignés les uns des autres, ce qui eut été irréalisable par des procédés mécaniques.

L'électronique vint ensuite bouleverser profondément l'horlogerie en la faisant bénéficier d'incomparables avantages. Grâce à elle, une toute nouvelle génération d'instruments, tels que les horloges et les montres à diapason ou à quartz, a pu voir le jour. De ce fait, la précision horaire est devenue dix ou cent fois plus grande qu'avec les meilleurs instruments de conception mécanique. L'horlogerie est ainsi entrée dans la plus extraordinaire période de mutation de son histoire. Mais, avant d'atteindre ce haut degré d'évolution, elle a connu une longue période de tâtonnements au cours de laquelle naquirent d'innombrables instruments horaires dont seuls quelques-uns ont franchi le stade expérimental.

Sept siècles environ nous séparent des premières constructions d'horloges mécaniques. Durant cette longue période, ces instruments horaires furent l'objet de remarquables et de constantes améliorations qui portèrent principalement sur leur précision et leur sécurité de marche. Le principe de fonctionnement de ces instruments de conception purement mécanique (et celui des montres de conception identique) est cependant resté le même.

Comme on le voit sur la figure 1, un organe moteur *que l'on doit remonter manuellement à des intervalles réguliers* (8 jours, 15 jours, etc.) délivre l'énergie mécanique nécessaire à l'entraînement des aiguilles et, d'autre part, à l'entretien périodique d'un oscillateur. Cet entretien s'effectue au moyen d'un dispositif très particulier appelé « échappement » qui est à la fois sous la dépendance de l'oscillateur et du rouage, ce dernier avançant par saccades au rythme propre de l'oscillateur.

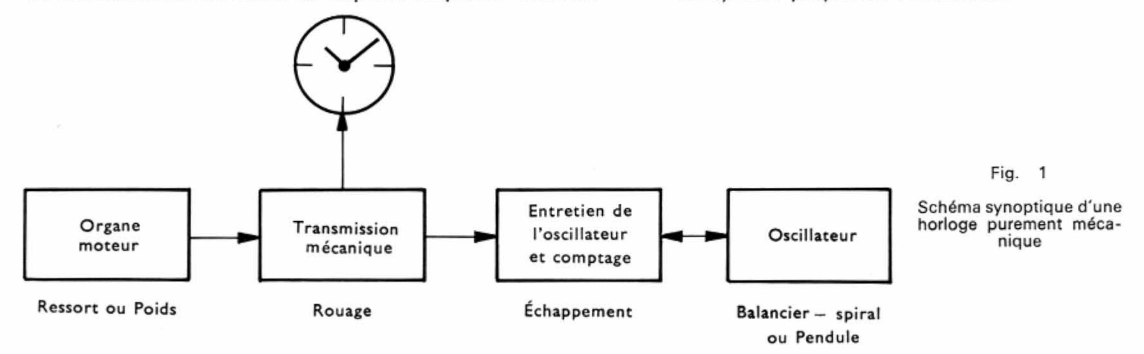


Fig. 1
Schéma synoptique d'une horloge purement mécanique

CHAPITRE PREMIER
L'HORLOGERIE ÉLECTRIQUE

C'est en 1832 que l'horlogerie électrique fait ses premiers pas. Elle est d'abord l'œuvre de quelques rares chercheurs, physiciens ou horlogers qui construisent eux-mêmes des instruments rudimentaires avec de faibles moyens. Par exemple, l'Italien Zamboni fabrique une horloge électrique dans laquelle le pendule est actionné électrostatiquement. Vers 1840, le physicien anglais Wheatstone et son assistant Bain tentent de réaliser des horloges électriques à balancier-moteur selon le principe du galvanomètre magnétoélectrique (V. t. 2, Mesures et appareils de mesure, chap. 3) et l'horloger wurtembergeois Hipp propose une horloge électrique dans laquelle le pendule est auto-entretenu au moyen d'un « interrupteur à palette » permettant une régulation automatique de l'amplitude du balancier. En 1847, le physicien français Foucault propose le premier système de synchronisation de balanciers pendulaires. En 1856, Louis Bréguet construit la première horloge mécanique équipée d'un dispositif de remontage électrique. L'ingénieur Thury de Genève construit une horloge synchrone en 1860 ; ce type d'appareil, qui se branche directement sur le réseau de distribution d'électricité, ne fut utilisable qu'en 1912 grâce aux améliorations apportées au moteur synchrone par l'ingénieur américain Warren. C'est en 1864, qu'apparut le premier réseau de distribution électrique de l'heure.

Nous examinerons brièvement quelques réalisations horlogères parmi les plus typiques, dans lesquelles l'électricité joue un rôle plus ou moins important.

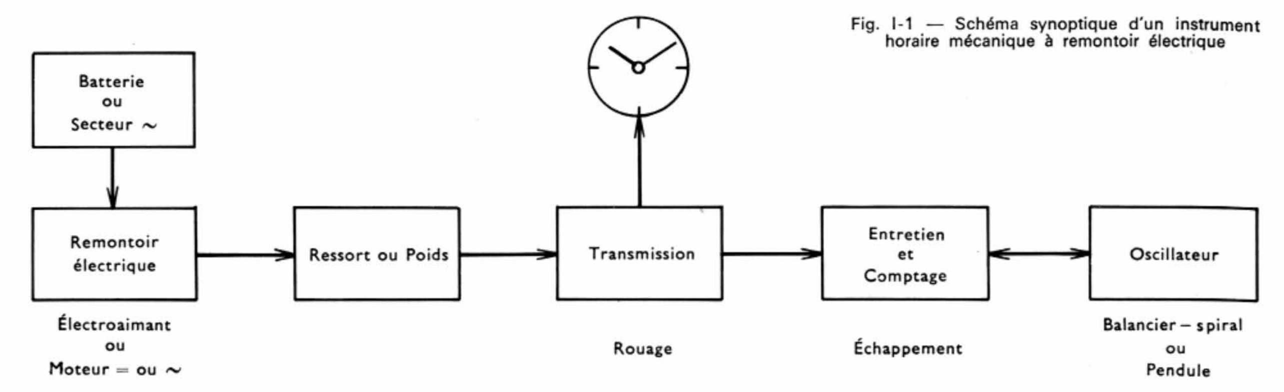


Fig. I-1 — Schéma synoptique d'un instrument horaire mécanique à remontoir électrique

1. LES HORLOGES MÉCANIQUES À REMONTOIR ÉLECTRIQUE

Dans ces horloges, l'électricité est seulement utilisée pour actionner un électroaimant ou un moteur à courant continu ou alternatif, dans le but de remonter périodiquement le ressort ou le poids-moteur (fig. I-1). Lorsqu'il s'agit d'un ressort, le remontage a lieu à un moment déterminé au cours du cycle de désarmage, afin que la force motrice reste sensiblement constante; cela assure une plus grande régularité de marche de l'horloge, donc une meilleure précision. Ces appareils, qui présentent l'avantage de supprimer les sujétions du remontage manuel, ont connu une très grande diffusion, surtout ceux dont le remontoir électrique est alimenté par une pile. Le plus souvent, un seul élément de pile suffit à l'alimentation de l'électroaimant, ou du micromoteur à courant continu, durant un an environ. L'inconvénient majeur de ce dispositif réside en général dans la précarité des contacts de l'interrupteur du remontoir ou des balais du collecteur : ceux-ci se détériorent plus ou moins rapidement par suite des étincelles de rupture. Il est cependant possible d'atténuer ces effets destructeurs en utilisant un pare-étincelles : résistance, condensateur et, maintenant, diode à jonction (V. t. 1, Électronique, chap. 7). L'un des chefs-d'œuvre de réalisation dans cette catégorie d'instruments est l'horloge astronomique de L. Leroy qui fonctionna durant de nombreuses années à l'Observatoire de Paris, avec une précision voisine de $\frac{1}{100}$ de seconde par jour. Installé dans une cave profonde et, de plus, enfermé dans une enceinte à température et à pression constantes, ce garde-temps était ainsi soustrait à toutes perturbations extérieures. Le dispositif de remontage de cette horloge était constitué par un électroaimant à armature oscillante dont le rôle était de soulever un poids-moteur de quelques grammes toutes les demi-minutes. Ce faible poids suffisait à entretenir (par l'intermédiaire d'un échappement perfectionné) les oscillations d'un lourd pendule d'un mètre de longueur.

2. LES HORLOGES À ÉCHAPPEMENT OU À PULSEUR ÉLECTROMÉCANIQUE

Le principe de fonctionnement de ces instruments est le suivant : un électroaimant, dont le circuit électrique est fermé périodiquement par un oscillateur (pendule ou balancier-spiral), délivre à ce dernier des impulsions motrices d'entretien par l'intermédiaire d'un échappement spécial ou d'un levier d'impulsions. L'électroaimant, ou parfois l'oscillateur, actionne le rouage au moyen d'un dispositif approprié. Bien qu'astucieux dans son principe, ce système connut très peu d'applications pratiques, sans doute en raison de la trop forte consommation en énergie électrique des électroaimants et de la précarité des contacts de l'interrupteur.

Il fut néanmoins utilisé, dans des conditions particulières, pour la construction d'horloges astronomiques. En utilisant un système combinant un échappement électromagnétique et un remontoir électrique, les Anglais Hope Jones et Shortt obtinrent des résultats chronométriques remarquables (précision voisine de $\frac{1}{100}$ de seconde par jour). La réalisation de Shortt, particulièrement intéressante, donne le meilleur résultat. Elle comporte deux horloges à pendule ; le pendule de la première est libre de toutes contraintes en dehors de celle qu'il subit nécessairement pour son entretien, tandis que le second pendule est synchronisé par le premier. Il assure le déclenchement du dispositif d'entretien de l'horloge principale au moyen d'un électroaimant qu'il commande. Cette horloge est enfermée dans une enceinte à pression constante déposée dans une cave profonde de l'Observatoire de Greenwich où règne une température également constante. Notons que l'horloge secondaire, asservie à la première, peut, sans inconvénient, actionner des dispositifs chargés d'émettre des signaux horaires et de commander des horloges réceptrices. Ces garde-temps, comme celui de L. Leroy, assumèrent un très long service avant qu'ils ne soient supplantés par les horloges à quartz thermostatées puis par les horloges atomiques.

3. LES INSTRUMENTS HORAIRES À BALANCIER-MOTEUR ENTRETENU PAR UN PROCÉDÉ ÉLECTROMAGNÉTIQUE

La caractéristique d'un appareil à balancier-moteur est l'association de la fonction régulatrice et de la fonction motrice (fig. I-2). C'est là une très grande innovation (qualifiée de révolutionnaire) qui sort de l'orthodoxie horlogère traditionnelle selon laquelle l'organe réglant doit être indépendant de l'organe moteur pour obtenir des résultats chronométriques satisfaisants. En dépit de sérieux handicaps et après de multiples tentatives infructueuses, ce système finit par être parfaitement mis au point.

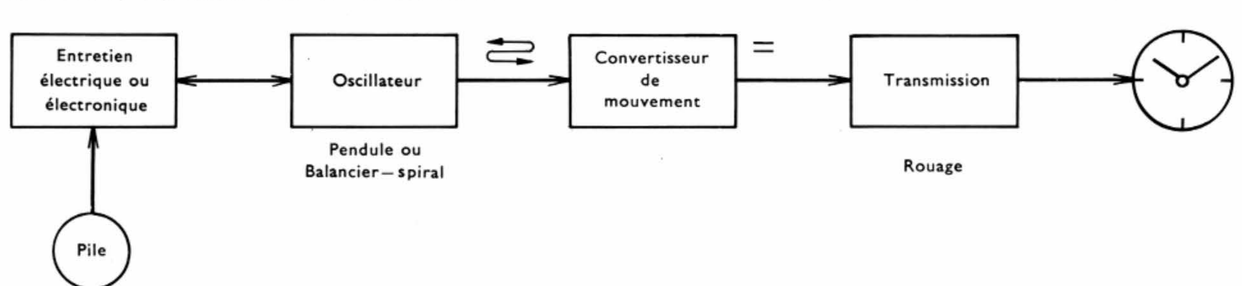
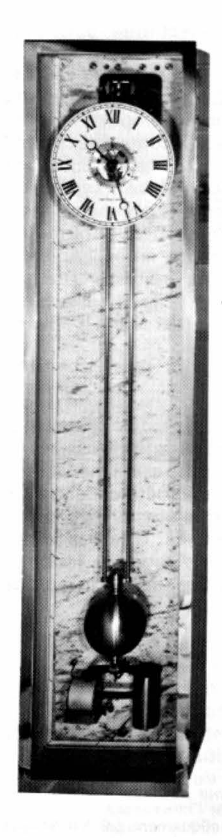
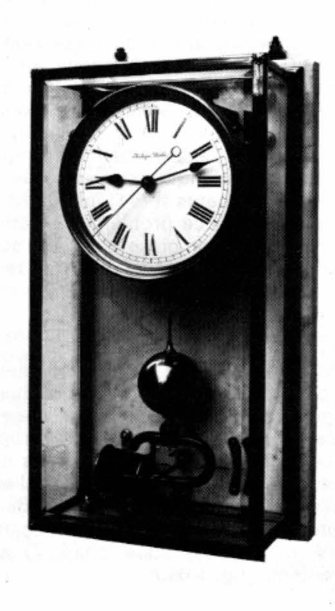


Fig. I-2 — Schéma synoptique d'un instrument horaire à balancier-moteur autoentretenu par un procédé électrique ou électronique



b

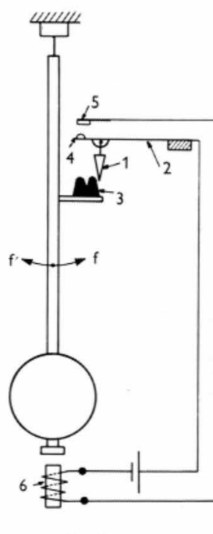


a

Régulateurs électriques à balancier pendulaire et à entretien par pile étalon type Féry (*Brillié*)

a Précision : 1 s par jour. Année de fabrication : 1908

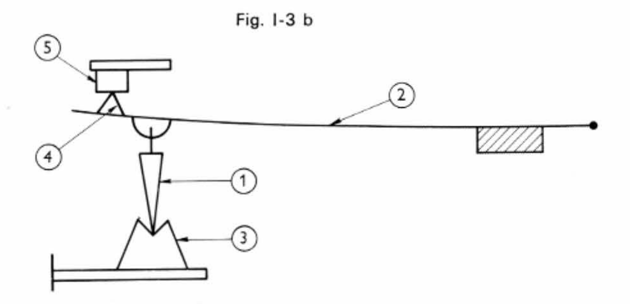
b Précision : $\frac{1}{10}$ s par jour. Année de fabrication : 1909



L'interrupteur de Hipp comporte une palette triangulaire en acier (1) montée librement sous une lame de contact flexible (2), fixée au bâti de l'horloge, et d'une contre-palette en saphir (3) solidaire de la tige du balancier. Aux plus grandes amplitudes du balancier, l'extrémité libre de la palette ne fait que frôler les flancs droit et gauche de la contre-palette sans actionner l'interrupteur. En revanche, pour une amplitude un peu plus réduite, il se produit un arc-boutement entre les deux pièces (fig. I-3 b). Les contacts 4 et 5 se ferment alors et, de ce fait, il en est de même du circuit d'entretien électrique du balancier. L'électroaimant 6 restitue ainsi au balancier l'énergie qu'il avait perdue

Fig. I-3 a

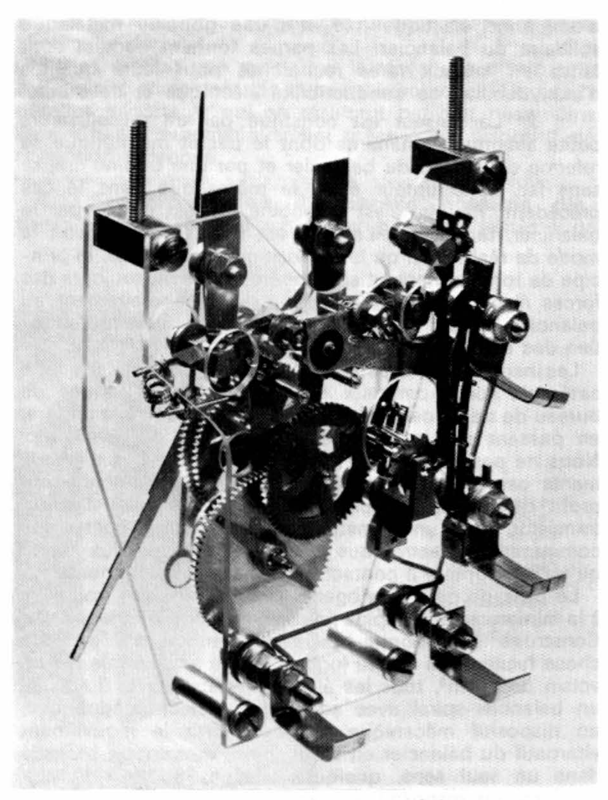
Fig. I-3 b



C'est ainsi qu'en 1900, le professeur Féry, en collaboration avec l'ingénieur L. Brillié, l'utilise avec succès dans une horloge électrique de sa conception. Le pendule de cette horloge porte un aimant recourbé dont l'une des branches pénètre à l'intérieur d'un solénoïde : lorsqu'il passe à la verticale, il actionne un petit interrupteur qui établit le courant dans le solénoïde durant un temps bref et l'aimant est alors attiré par la bobine qui se comporte comme un aimant durant ce laps de temps (V. t. 1, Électricité, chap. 23). L'amplitude du pendule augmente peu à peu tout en restant comprise entre des limites assez rapprochées, car il apparaît dans la bobine une force électromotrice induite (V. t. 1, Électricité, chap. 25) qui s'oppose à celle de la pile au point d'annuler le courant d'entretien pour une amplitude maximale déterminée. Ce système réalise donc une autorégulation de l'amplitude, procurant à cette horloge une très bonne régularité de marche. L'énergie électrique nécessaire à l'entretien du pendule et à l'entraînement des rouages et des aiguilles est très faible : elle est voisine de 0,5 Wh par an ; la pile peut donc assurer un très long service. Dans la pratique cependant, elle s'use plus en débitant sur elle-même (à cause de réactions chimiques parasites) que dans le circuit d'entretien.

Mentionnons également une autre réalisation intéressante due à Hipp (1842) : dans cette horloge à balancier-moteur, l'interrupteur ne ferme le circuit électrique d'entretien qu'au moment où le pendule atteint une amplitude minimale déterminée. À cet instant, le pendule reçoit une impulsion motrice qui augmente légèrement l'amplitude et l'interrupteur reste ensuite ouvert. Le courant étant coupé, l'amplitude diminue jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur minimale fixée et le même processus peut alors se reproduire. Il y a ainsi autorégulation de l'amplitude comme avec le système Féry mais à l'aide d'un interrupteur spécial dit « à palette » que Hipp avait imaginé et qui est encore utilisé de nos jours sous une forme plus évoluée (horloges suisses Favag) (fig. I-3 a et b).

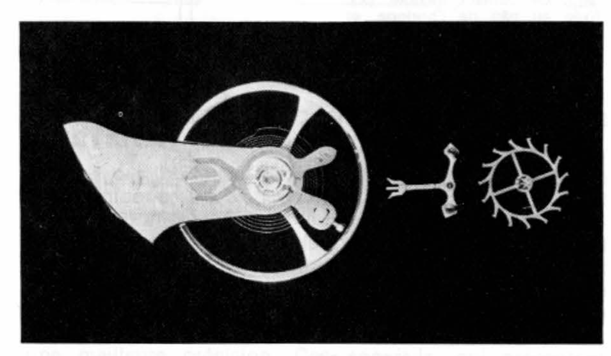
Les horloges électriques du type Féry connurent un développement encore plus grand que celles de Hipp, surtout depuis 1920 : pendulettes d'appartement, régulateurs (Brillié, Hatot, Lepaute, etc.) ; avec ces derniers instruments, la précision est voisine de 1 seconde par jour,



Mouvement de régulateur avec contacts d'entretien et de synchronisation 1 s visibles à l'extérieur de la platine arrière et avec contact de synchronisation 2 s entre les deux platines (*Brillié*)

exceptionnellement de 0,1 s/j (régulateur à pendule d'un mètre ayant une période de 2 secondes), et ils sont généralement utilisés comme **horloges directrices** pour la commande à distance de pendules secondaires dans les réseaux horaires.

Si ces instruments offrent des avantages, ils présentent toutefois les inconvénients inhérents au balancier pendulaire : ils nécessitent une mise d'aplomb rigoureuse et un réglage fonction du lieu d'installation (variation de la période en fonction de l'accélération de la pesanteur qui dépend de la latitude et de l'altitude du lieu). Ils ne peuvent donc convenir qu'à des installations fixes.



Balancier-spiral et échappement de montre mécanique traditionnelle (*Longines*)

Le balancier-spiral semblant tout indiqué pour servir d'organe réglant à des instruments horaires portatifs, il fallait faire une adaptation judicieuse pour entretenir ses oscillations par le même procédé électromagnétique. De nombreuses solutions, présentant un rendement électrique et des performances chronométriques très différentes, furent proposées. Deux exemples suffiront à en donner un aperçu :

1° Une barrette en fer doux, fixée diamétralement au balancier, ferme le circuit magnétique d'un petit électroaimant en forme de fourche. L'interrupteur se compose d'une lame élastique fixe et d'une goupille métallique solidaire du balancier. Les parties formant contact sont faites en métaux rares recherchés pour leurs qualités d'inoxydabilité, de conductibilité électrique et de dureté.

2° Le pulseur est constitué par un ou plusieurs petits aimants permanents dont le circuit magnétique se referme dans l'axe du balancier et par une bobine creuse sans fer, l'interrupteur étant le même que dans le cas précédent. Parfois, c'est la bobine qui est portée par le balancier, tandis que l'aimant est fixe. Quel que soit le mode de réalisation ou la disposition des organes, le principe de fonctionnement est le même : ce sont toujours des forces électromagnétiques appliquées temporairement au balancier, suivant un rythme défini, qui permettent l'entretien des oscillations.

Les instruments horaires électriques qui entrent dans cette catégorie sont nombreux et variés : depuis l'horloge de bureau de trente centimètres de diamètre jusqu'à la montre, en passant par la pendulette de voiture, le réveil, etc. Nous ne passerons pas en revue tous ces types d'instruments car la plupart d'entre eux ont été abandonnés au profit de réalisations plus évoluées dans lesquelles un transistor, donc un élément statique, permet d'opérer une commutation électronique et est beaucoup plus fiable qu'un interrupteur à contact actionné mécaniquement.

Le passage de « l'horlogerie électrique-moyen volume » à la miniaturisation la plus poussée fut difficile et laborieux. Construire une montre-bracelet électrique n'a pas été chose facile car il a fallu loger dans un espace très réduit, voisin de 4 cm³, tous les éléments nécessaires, à savoir : un balancier-spiral avec son pulseur électromagnétique, un dispositif mécanique pour convertir le mouvement alternatif du balancier en mouvement de rotation saccadé dans un seul sens, quelques rouages aboutissant aux aiguilles, un dispositif de remise à l'heure, une pile qui occupe à elle seule 10 % environ du volume disponible et, éventuellement, un dateur. Notons que la pile doit normalement pouvoir fournir une énergie électrique suffisante durant au moins une année.

Rappelons que la première montre électrique fut réalisée par Huguenard et Bonneuil en 1920. Il s'agissait d'une montre de poche, de format relativement important, dans laquelle la pile occupait le tiers du volume disponible. Malgré des astuces de conception, notamment l'utilisation d'un petit électroaimant à rendement élevé (système à pôles concentriques dentelés), les résultats obtenus par ces deux chercheurs furent imparfaits. Ce n'est que trente ans plus tard que ce problème put être résolu, après la mise au point de piles présentant les qualités requises (densité énergétique élevée, stabilité de tension et faible résistance interne) et lorsque des fils de cuivre très fins (d'environ $\frac{2}{100}$ de millimètre de diamètre) purent être fabriqués. Ainsi, en 1952, la montre-bracelet électrique fit son apparition après de laborieuses recherches et de nombreuses mises au point. Pour éviter une détérioration prématurée des contacts délicats de l'interrupteur, il a été nécessaire de les protéger contre les effets des microétincelles résultant de la libération brusque de l'énergie réactive du circuit d'entretien, lors de l'ouverture de celui-ci. Une très bonne protection est obtenue en plaçant une diode à jonction (V. t. 1, Électronique, chap. 7) aux bornes de la bobine motrice (fig. I-4).

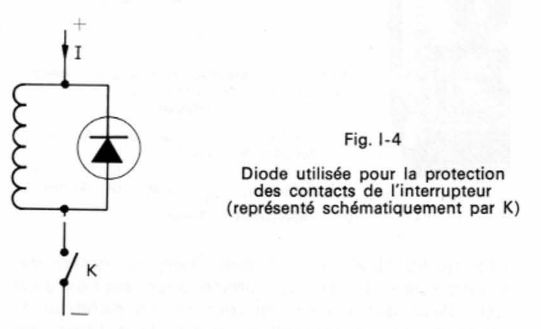


Fig. I-4

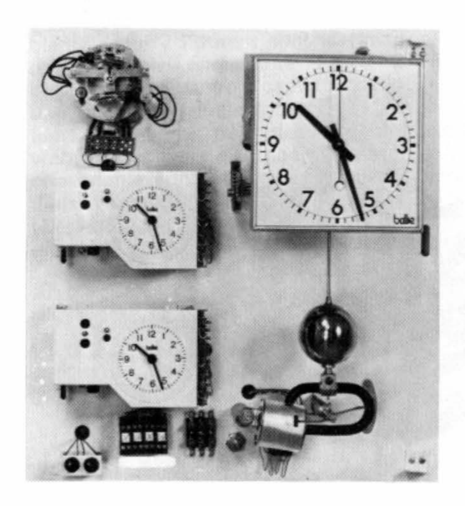
Diode utilisée pour la protection des contacts de l'interrupteur (représenté schématiquement par K)

Cependant, une telle commutation électromécanique, aussi perfectionnée soit-elle, n'égale pas en fiabilité celle obtenue à l'aide d'un transistor associé à un capteur inductif. Nous pourrons juger par la suite des avantages que présente cette solution.

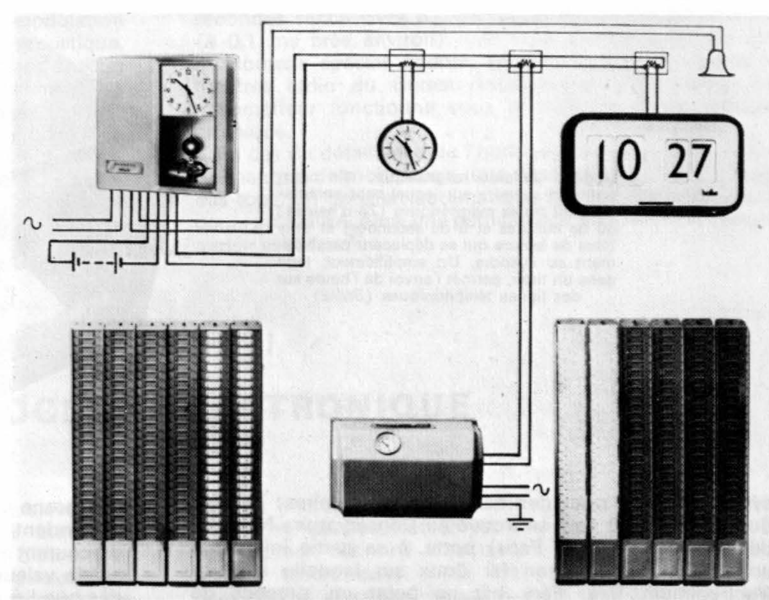
4. LA DISTRIBUTION ÉLECTRIQUE DE L'HEURE ET LA SYNCHRONISATION D'APPAREILS HORAIRES

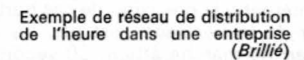
Dans la technique de la mesure du temps et de sa conservation, l'électricité a donc apporté des solutions plus complètes et souvent plus simples que celles offertes par la micromécanique. De plus, elle a permis de résoudre le problème de la transmission de signaux horaires, de la distribution de l'heure à distance et de l'unification de l'heure dans le cadre des grands services publics, des entreprises commerciales et industrielles, ce que la mécanique seule ne permettait pas. En effet, pour résoudre cet important problème qui répond à une nécessité des temps modernes, on a recours soit à la distribution électrique de l'heure, soit à la synchronisation d'appareils horaires éloignés à l'aide d'une horloge-pilote.

4.1. Distribution électrique de l'heure. — La distribution électrique de l'heure est faite à partir d'une horloge directrice, appelée **horloge-mère,** qui commande électriquement des réceptrices horaires branchées en série ou en parallèle sur une ou plusieurs lignes spécialisées faisant partie d'une même installation. Le nombre de réceptrices que l'on peut ainsi brancher sur le même réseau est théoriquement illimité. Les signaux électriques, émis par l'horloge directrice, ont une période parfaitement définie (1/2 seconde, 1 seconde, 30 secondes, 1 minute) qui dépend de la conception des réceptrices ; celles-ci restent donc en concordance d'heure avec l'horloge-pilote. Les réceptrices sont des appareils électromécaniques fonctionnant par « tout ou rien » : elles actionnent un rouage

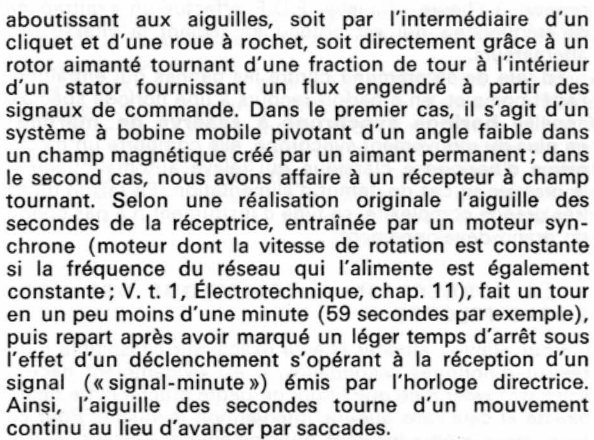


Horloge-mère et horloges-réceptrices témoins sur un tableau de distribution horaire (*Brillié*)





Exemple de réseau de distribution de l'heure dans une entreprise (*Brillié*)



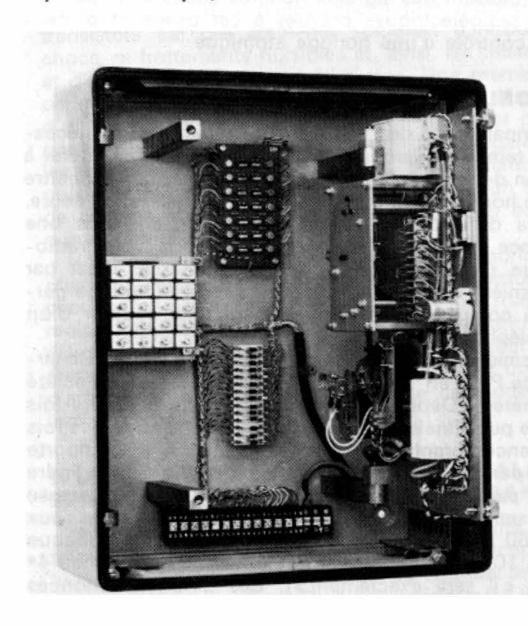
aboutissant aux aiguilles, soit par l'intermédiaire d'un cliquet et d'une roue à rochet, soit directement grâce à un rotor aimanté tournant d'une fraction de tour à l'intérieur d'un stator fournissant un flux engendré à partir des signaux de commande. Dans le premier cas, il s'agit d'un système à bobine mobile pivotant d'un angle faible dans un champ magnétique créé par un aimant permanent; dans le second cas, nous avons affaire à un récepteur à champ tournant. Selon une réalisation originale l'aiguille des secondes de la réceptrice, entraînée par un moteur synchrone (moteur dont la vitesse de rotation est constante si la fréquence du réseau qui l'alimente est également constante; V. t. 1, Électrotechnique, chap. 11), fait un tour en un peu moins d'une minute (59 secondes par exemple), puis repart après avoir marqué un léger temps d'arrêt sous l'effet d'un déclenchement s'opérant à la réception d'un signal («signal-minute») émis par l'horloge directrice. Ainsi, l'aiguille des secondes tourne d'un mouvement continu au lieu d'avancer par saccades.

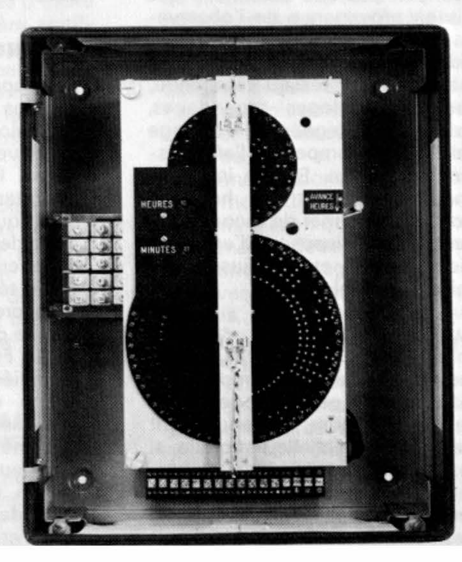
Dans certains réseaux horaires, les lignes comportent un troisième conducteur qui permet d'effectuer une correction horaire des réceptrices au cas où celles-ci seraient en discordance avec l'horloge directrice. Cette correction éventuelle s'effectue généralement toutes les heures, de façon automatique, sur l'ensemble du réseau : éventuellement, un quatrième conducteur peut assurer une mise en phase individuelle.

La distribution électrique de l'heure peut être réalisée de façon plus originale, sans nécessiter aucune ligne spécialisée pour véhiculer les signaux. Ceux-ci sont des signaux de fréquence déterminée (3 000 Hz par exemple) et ils sont transmis au moyen du réseau de distribution d'électricité de l'installation locale où sont branchées les réceptrices équipées de moteurs synchrones. Des filtres (circuits oscillants-série, V. t. 1, Électronique, chap. 12, § 6) accordés sur la fréquence de 3 000 Hz, laissent passer les signaux vers les organes à commander mais s'opposent au passage du courant de fréquence 50 Hz à travers ces organes. Un émetteur est donc associé à l'horloge-mère; il émet des signaux de fréquence 3 000 Hz toutes les heures et maintient les réceptrices en concordance d'heure avec cette dernière.

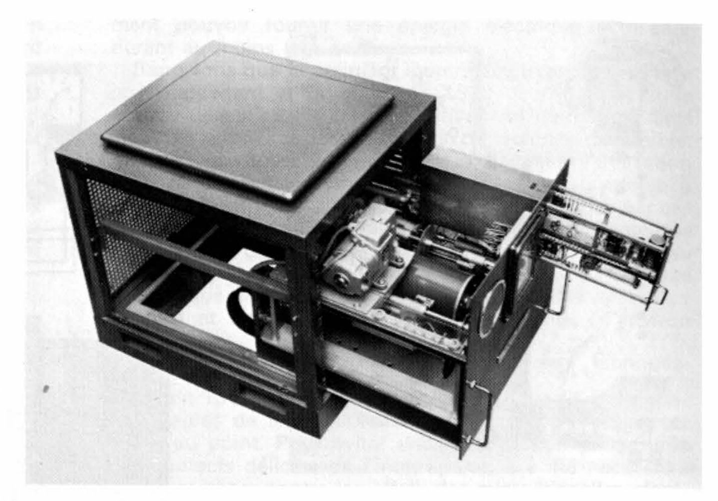
S'il se produit une panne sur le réseau de distribution d'électricité alimentant les moteurs synchrones, les écarts horaires importants qui en résultent peuvent néanmoins être rattrapés automatiquement grâce à un dispositif de correction approprié.

4.2. Synchronisation d'appareils horaires distants. — En 1847, Foucault proposa un système de





Vue intérieure d'une horloge à signaux codés (délivrant l'heure en code binaire) conçue pour répondre aux besoins de l'informatique (*Brillié*)



Horloge parlante magnétique; elle comporte un cylindre sur lequel sont enregistrées 90 pistes magnétiques (24 d'heures; 60 de minutes et 6 de secondes) et trois têtes de lecture qui se déplacent parallèlement au cylindre. Un amplificateur, logé dans un tiroir, permet l'envoi de l'heure sur des lignes téléphoniques (*Brillié*)

synchronisation pour des balanciers pendulaires; le pendule de Foucault (qui se trouve au Conservatoire National des Arts et Métiers à Paris) porte, à sa partie inférieure, une petite plaquette en fer doux sur laquelle agit un électroaimant fixe. Féry mit au point un procédé de synchronisation qui fut par la suite utilisé de préférence car il se prête particulièrement bien à cette synchronisation et exige une énergie électrique très faible, voisine du milliwatt. Le principe de ce procédé est le suivant: une horloge pilote émet de brefs signaux électriques périodiques qui sont envoyés dans toutes les bobines des horloges pendulaires réceptrices branchées en série ou en parallèle sur une même ligne; grâce à ces signaux synchronisants, celles-ci sont alors asservies à l'horloge pilote. Cette synchronisation est réalisée si la période des signaux est égale à la période propre des pendules (ou du moins en est très voisine). La synchronisation par impulsions ayant une période multiple ou sous-multiple de celle du pendule est également possible mais alors les impulsions doivent avoir une durée et une intensité appropriées; cette synchronisation, dite **harmonique** ou **sous-harmonique,** peut s'appliquer à n'importe quel type d'oscillateur. Un balancier-spiral peut être synchronisé au moyen d'un courant de fréquence 50 Hz fourni par le secteur; de même, des signaux de fréquence unité peuvent être utilisés pour synchroniser un pendule de période 2 Hz. Par exemple, le pendule d'une horloge mécanique monumentale peut être asservi à des signaux de fréquence égale à 1 Hz; pour cela, il suffit de fixer sur la tige du pendule soit un aimant droit, soit une tige en fer doux qui pénètre dans une bobine creuse fixe, excitée par les signaux de synchronisation. C'est de cette façon que l'horloge de l'église Saint-Pierre de Besançon put être asservie à des signaux horaires très précis en provenance de l'observatoire de cette ville.

La synchronisation est plus généralement utilisée en vue d'obtenir l'unification de l'heure dans un réseau très étendu, comportant un grand nombre d'horloges secondaires, réparties en des lieux parfois très éloignés de l'horloge pilote. Des relais sont installés pour compenser l'affaiblissement des signaux de synchronisation. Si une interruption accidentelle des signaux se produit, les horloges réceptrices peuvent néanmoins fonctionner de façon autonome lorsqu'elles sont munies d'un dispositif d'entretien mais alors avec leur précision propre et cela jusqu'à la reprise du régime synchronisant normal.

5. LES HORLOGES SYNCHRONES

Les horloges synchrones, extrêmement simples de conception et de réalisation, pourraient permettre de résoudre le problème de l'unification de l'heure, non seulement dans le cadre des entreprises, mais à l'échelle nationale, si aucune panne ou coupure accidentelle du secteur alternatif ne se produisait et si, d'autre part, la fréquence délivrée par les alternateurs des centrales électriques restait parfaitement stable. En pratique, ces deux conditions ne sont pas remplies et c'est pourquoi cette solution synchrone ne peut résoudre entièrement le problème posé. Cependant, il faut reconnaître qu'en l'absence de coupure du courant alternatif, la précision de ces horloges est bonne, car la valeur de la fréquence est peu variable. D'ailleurs, dès que l'écart de marche atteint 30 secondes environ par rapport à l'heure officielle, É.D.F. effectue un « rattrapage de fréquence » qui est obtenu en réglant la vitesse des alternateurs.

En vue de se prémunir contre les pannes qui entraînent l'arrêt complet, on a parfois recours à une horloge spéciale appelée **horloge synchrone à réserve de marche:** en plus du mouvement synchrone, elle comporte un mécanisme d'horlogerie classique qui relaye automatiquement le premier en cas de défaut d'alimentation. En raison de sa très grande complexité, ce type d'instrument n'a pas connu un grand développement.

6. LA CORRECTION AUTOMATIQUE DES HORLOGES PILOTES

Pour pouvoir afficher l'heure exacte sur l'ensemble d'un réseau d'horloges secondaires, il est évidemment nécessaire de veiller à ce que l'horloge pilote affiche cette heure exacte et cela sans aucune intervention manuelle. Pour ce faire, deux méthodes sont principalement utilisées:

1° Remise à l'heure automatique de l'horloge pilote une ou deux fois par jour par exemple.

2° Synchronisation permanente de cette horloge.

Cette remise à l'heure ou cette synchronisation peut se faire en utilisant des signaux horaires codés émis par des stations radioélectriques prévues à cet usage et placées sous le contrôle d'une horloge atomique.

7. L'HORLOGE PARLANTE

La connaissance de l'heure exacte répond à une nécessité des temps modernes. Chacun doit pouvoir se référer à un étalon de temps précis, ne serait-ce que pour connaître la dérive horaire de sa montre et remettre celle-ci à l'heure. Aussi, la diffusion de l'heure exacte a-t-elle pris une importance considérable; elle se fait par voie radioélectrique (radio, télévision) ou téléphonique. C'est par cette dernière voie que l'on peut être relié à l'horloge parlante en composant un numéro particulier à partir d'un poste téléphonique.

La première horloge parlante a été installée à l'Observatoire de Paris en 1932 (horloge construite par la Société Brillié Frères). Depuis cette date, elle a été plusieurs fois remaniée puis, finalement, remplacée par une autre à la fois moins encombrante et plus moderne. Elle comporte 90 films parlants qui sont fixés à la périphérie d'un cylindre entraîné par un moteur synchrone tournant à une vitesse rigoureusement constante; 24 films sont affectés aux heures, 60 aux minutes, 4 aux secondes (un pour chaque seconde 10, 20, 30 et 40) et deux aux locutions (« au 4e top » et « il sera exactement »). Ces différents énoncés sont enregistrés sur ces films selon la technique d'enre-

gistrement optique du son à densité variable. Les « noirs et blancs » qui y figurent sont les images de la modulation de la parole enregistrée (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 4). Devant trois capteurs optiques (portant chacun une cellule photoélectrique) passent respectivement les films des heures, des minutes et des secondes; ils délivrent des signaux électriques qui, après une amplification convenable, sont transmis et donnent naissance à des sons dans l'appareil téléphonique de l'usager. Des circuits téléphoniques des réseaux urbain et interurbain sont affectés en grand nombre à cette diffusion.

Les tops horaires à fréquence musicale (1 000 Hz) sont envoyés aux secondes 10, 20, 30, 40 puis aux quatre secondes successives 57, 58, 59 et 60 de chaque minute (à 0,1 ms près environ). Ces tops sont délivrés par un distributeur spécial couplé au transmetteur de signaux horaires radio du Bureau International de l'Heure; ce transmetteur fonctionne sous le contrôle d'une horloge atomique.

En cas de défaillance de l'horloge principale, causée par un manque de modulation, une absence ou un déphasage des tops, un transfert automatique sur une horloge de secours est réalisé. Ainsi une permanence du service de l'heure parlée est assurée.

CHAPITRE II

L'HORLOGERIE ÉLECTRONIQUE

Comme dans beaucoup d'autres techniques relevant de disciplines très diverses, l'électronique a été introduite dans celle de la mesure du temps où elle a rendu d'incomparables services. En effet, c'est grâce à ce précieux auxiliaire que des solutions toutes nouvelles purent être envisagées puis appliquées à l'horlogerie, solutions qui ont permis à celle-ci de franchir une étape très importante sur le chemin de la précision horaire.

Déjà, dès la fin de la guerre 1914-1918, des physiciens réussirent à entretenir un vibrateur à diapason à l'aide d'un montage comportant un tube électronique. C'est à partir de 1922 que les premières horloges pilotées par cet oscillateur furent construites. Mais, ces appareils avaient des dimensions imposantes et il fallait une grosse batterie d'accumulateurs pour les alimenter. Aussi, leur emploi se limita-t-il à des usages scientifiques en rapport avec les exigences chronométriques de cette époque.

Une étape importante fut franchie en 1930 grâce à la découverte de l'horloge à quartz piézoélectrique. Un nouvel étalon de temps, surpassant en précision tous ceux qui l'avaient précédé, venait de naître grâce à l'électronique.

Une troisième période de mutation, très fertile en innovations horlogères, débuta avec l'utilisation des transistors à jonctions (V. t. 1, Électronique, chap. 8). Ces composants électroniques à semiconducteurs se révélèrent très intéressants car certains d'entre eux ont de très faibles dimensions, une très basse tension de fonctionnement et une très faible consommation; grâce à ces précieux composants miniatures, de nouvelles réalisations horlogères purent être envisagées. Tout d'abord, des chercheurs proposèrent de remplacer certains organes mécaniques mobiles par des transistors car ces éléments statiques n'introduisent ni chocs, ni frottements nuisibles et, ainsi, les causes d'usure et d'instabilité se trouvent éliminées. Une première application dans ce sens consista à remplacer l'interrupteur d'une horloge électrique munie d'un balancier pendulaire par un transistor. Cette substitution se fit également sur les horloges électriques équipées d'un balancier-spiral, puis sur les montres électriques équipées d'un oscillateur de ce type. Ensuite, les montres à diapason et à quartz purent voir le jour.

Nous passerons en revue les réalisations horlogères les plus modernes dans lesquelles les transistors et les circuits qui leur sont associés jouent un rôle plus ou moins important. Le dernier stade de l'évolution actuelle est une montre à quartz possédant un compteur de temps électronique s'apparentant à un ordinateur et un dispositif d'affichage de l'heure réalisé à l'aide de diodes électroluminescentes.

1. LES INSTRUMENTS HORAIRES À BALANCIER-SPIRAL ENTRETENU À L'AIDE D'UN TRANSISTOR

Dans leur structure générale, ces instruments ne se distinguent guère de leurs homologues de conception électrique. Seul, le mode de transfert du courant de la source d'alimentation au pulseur électromagnétique les différencie: sur un instrument horaire électrique à balancier-moteur, l'entretien de l'oscillateur est réalisé à l'aide d'un petit interrupteur actionné directement par le balancier lui-même, tandis qu'ici il se fait par l'intermédiaire d'un transistor à jonctions, lequel joue le rôle d'un relais statique. Pour pouvoir déclencher le transistor de façon intermittente, on a recours à un capteur inductif constitué par une bobine captrice *BC* (fig. II-1). Deux petits aimants

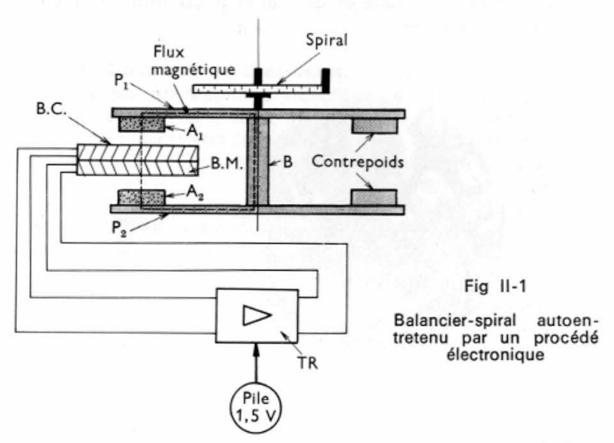
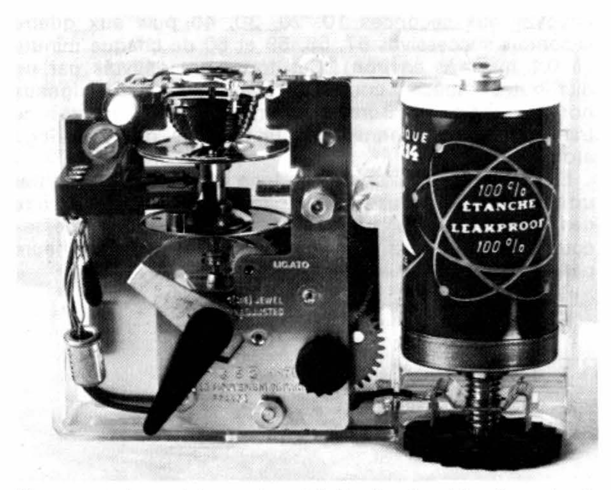


Fig II-1

Balancier-spiral autoentretenu par un procédé électronique

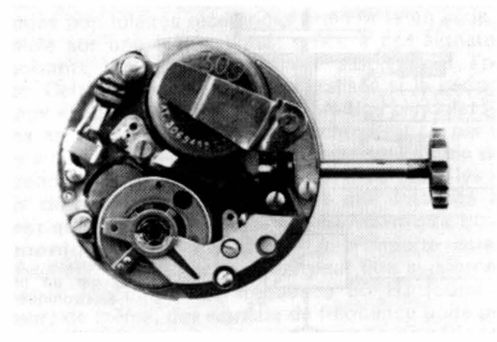
A_1 et A_2, solidaires de la partie mobile, fournissent un flux magnétique; les lignes d'induction de ce champ se referment à travers les plateaux P_1 et P_2 et la bague centrale *B*. Par suite du déplacement rapide des aimants au-dessus de la bobine captrice, une tension induite variable prend naissance dans cette bobine. Elle est appliquée à l'entrée d'un étage amplificateur à transistor *TR* (V. t. 1, Électronique, chap. 8 et 13): le faible courant qui s'établit alors dans le circuit d'entrée produit le passage d'un courant beaucoup plus intense dans le circuit de sortie qui comprend la bobine motrice *BM*. Celle-ci se comporte comme un électroaimant et il peut y avoir répulsion ou attraction des aimants, donc du balancier.

Ce mode d'entretien est comparable à celui d'un échappement mécanique mais il ne fait intervenir ni chocs, ni frottements. Cette commutation électronique présente donc le grand avantage de ne pas introduire de résistances passives variables dans le mécanisme d'horlogerie. Par ailleurs, elle est très fiable du fait que le transistor est un élément pratiquement indestructible. Remarquons cependant qu'un dispositif de commande mécanique est nécessaire pour convertir le mouvement alternatif du balancier en mouvement saccadé de sens déterminé afin de transmettre la force motrice au rouage et aux aiguilles (V. fig. I-2). Ce dispositif peut, par exemple, être constitué par un « sautoir » sur lequel agit un ergot solidaire du balancier; il peut aussi se présenter sous la forme d'une ancre motrice agissant sur une roue à rochet. Ce dernier système est en quelque sorte l'inverse d'un échappement.



Mouvement de pendule entretenu à l'aide d'un transistor : à gauche, le circuit électronique, au centre, le balancier-spiral, à droite, la pile (*Mouvement de Paris*)

La commutation électronique fut tout d'abord appliquée à des horloges appelées communément « horloge à transistor », puis à des montres-bracelets, y compris des montres de dame, donc de très petites dimensions, ce qui représente une performance particulièrement remarquable dans le domaine de la miniaturisation des instruments horaires (montre-bracelet de dame à commutation électronique — Lip —).



Intérieur d'une montre électronique de dame (*Lip*)

Sur la plupart de ces instruments, le circuit électronique est conçu de telle façon qu'il permet l'autodémarrage du mouvement dès que la pile est placée dans son logement. Cette dernière possède un palier de décharge pratiquement constant (pile à oxyde de mercure par exemple) et, malgré ses petites dimensions (0,3 cm³ environ), elle assure à l'appareil une autonomie de marche d'une année au moins. Dans les horloges, l'utilisation des piles courantes du commerce procure une réserve de marche identique. Certes, leur palier de décharge est moins constant mais différents moyens sont mis en œuvre pour éviter que des écarts d'isochronisme exagérés ne se produisent par suite d'une diminution de l'amplitude du balancier. Pratiquement, avec un élément de pile fournissant une tension de 1,5 V à l'état neuf, la marche n'est sensiblement pas affectée par une baisse de tension de 0,3 volt, ce qui se produit seulement après douze à dix-huit mois de fonctionnement.

2. LES INSTRUMENTS HORAIRES PILOTÉS PAR UN DIAPASON

Tout le monde connaît le diapason inventé par l'Anglais John Shore en 1711 et servant d'étalon musical ; il donne le la_3 correspondant à la fréquence conventionnelle de 435 Hz. Formé de deux branches en acier réunies en un point fixe, ce vibrateur obéit aux lois de la physique se rapportant aux lames élastiques. Lorsque le diapason est excité mécaniquement par un choc sur l'une des branches, le mouvement vibratoire qui en résulte est transmis à l'autre branche. Les deux branches vibrent alors en flexion et en opposition de phase dans un même plan ; peu à peu, l'amplitude des vibrations diminue, mais d'autant moins vite que leur amortissement est plus faible.

Le diapason utilisé comme base de temps est généralement en « élinvar », alliage qui possède un faible coefficient de dilatation. Les branches sont réunies en un point fixe, nœud de vibration situé dans l'axe de symétrie. Ce point sert de point d'ancrage. Tout diapason possède sa fréquence propre de vibration qui dépend du matériau dont il est constitué et de deux de ses dimensions : longueur et épaisseur. Les diapasons utilisés en chronométrie ont des fréquences propres comprises entre 200 Hz et 1 000 Hz.

2.1. Bref historique sur l'entretien électrique et électronique des diapasons. — L'entretien de ces vibrateurs à fréquences acoustiques fut tout d'abord réalisé par un procédé électrique (fig. II-2). Un électroaimant est couplé à un interrupteur et fonctionne à la façon d'une sonnerie trembleuse : le passage du courant dans la bobine de l'électroaimant provoque l'attraction d'une branche du diapason et l'ouverture du circuit électrique ; il en résulte un

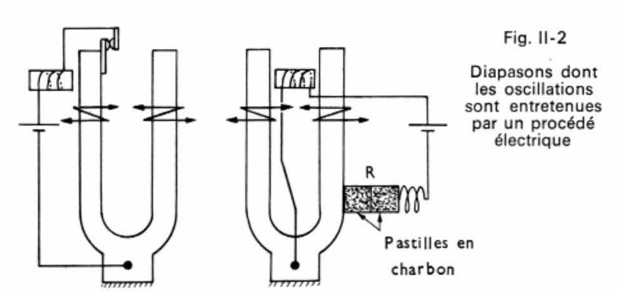


Fig. II-2

Diapasons dont les oscillations sont entretenues par un procédé électrique

retour au repos de la branche qui n'est plus attirée et la fermeture du circuit, c'est-à-dire un retour aux conditions initiales. Ce système ne possède donc aucune position de repos stable et il oscille en permanence ; il fut réalisé la première fois, en 1857, par Lissajous. Puis, l'électronique apporta une solution plus satisfaisante grâce à l'emploi d'un montage comportant une triode. C'est en 1918 que les Anglais W. Eccles et F. Jordan et les Français H. Abraham et E. Bloch proposèrent, presque en même temps, une intéressante réalisation. Différents perfectionnements furent apportés par la suite aux pulseurs magnétoélectriques en vue d'accroître leur rendement. Un exemple peut être fourni par le pulseur de H. Abraham constitué d'un aimant en forme de U, solidaire de l'une des branches du diapason, pénétrant dans deux bobines creuses (l'une captrice et l'autre motrice) reliées à un amplificateur à tubes.

2.2. Les instruments horaires pilotés par un diapason. — L'horloge à diapason à commutation électronique par transistor et à commande magnétique (fig. II-3)

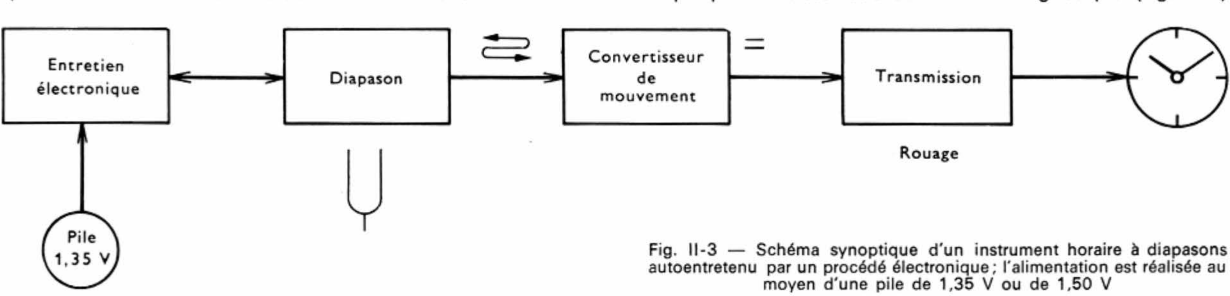


Fig. II-3 — Schéma synoptique d'un instrument horaire à diapasons autoentretenu par un procédé électronique ; l'alimentation est réalisée au moyen d'une pile de 1,35 V ou de 1,50 V

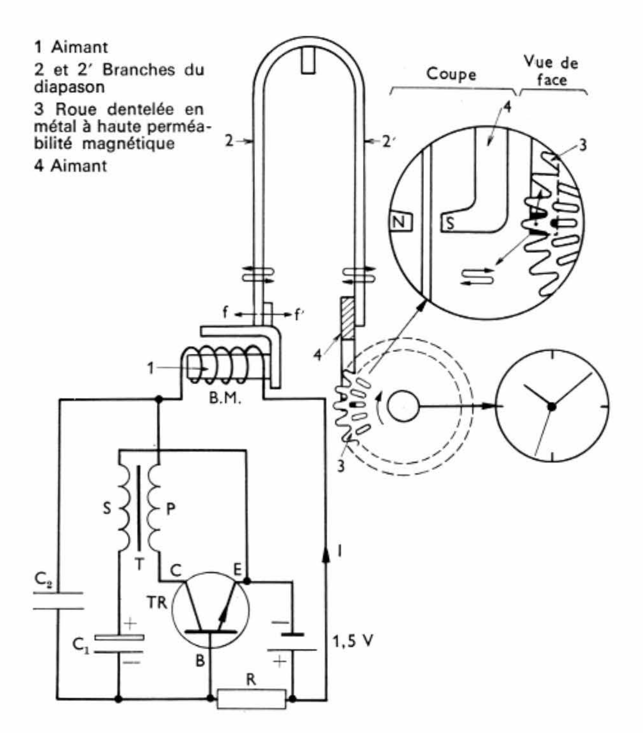


Fig. II-4 — Schéma du moteur chronométrique d'une pendule à diapason (*d'après Jeco*)

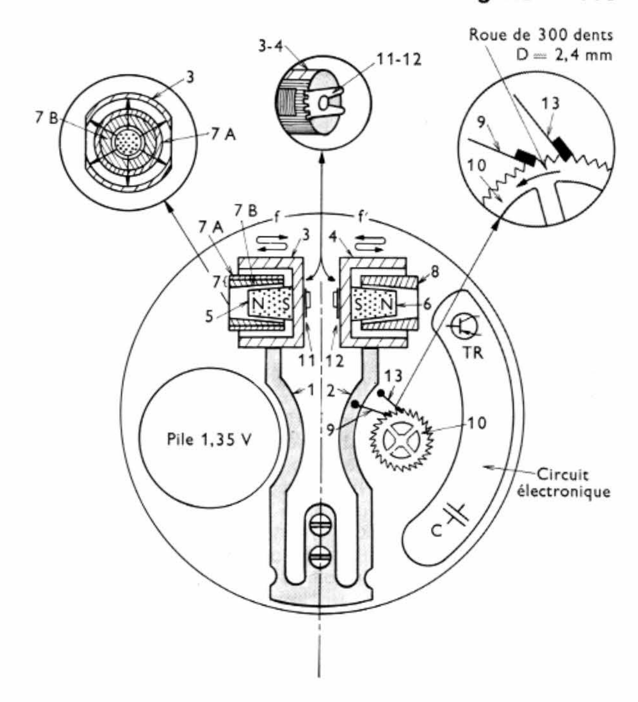


Fig. II-5 — Aspect schématique de l'intérieur d'une montre à diapason (*d'après Bulova Watch*)

comporte un moteur chronométrique (fig. II-4) dans lequel l'entretien du vibrateur (dont la fréquence fondamentale est égale à 300 Hz) est réalisé à l'aide d'un transistor et d'un pulseur électromagnétique selon le principe déjà étudié précédemment. Le montage électrique a été conçu de telle façon qu'un courant circule dans la bobine *BM* dès que l'on branche la pile. Le transistor *TR* est en effet passant car une tension positive suffisante est appliquée sur sa base *B* par l'intermédiaire de la résistance de polarisation *R*. Le courant de collecteur *I* qui traverse *BM* passe aussi dans l'enroulement primaire *P* du transformateur *T*. Une tension induite, de sens convenable, prend naissance dans l'enroulement secondaire *S* et le condensateur C_1 se charge à travers la jonction d'entrée *B*-*E* du transistor (elle se comporte comme une diode et ne permet le passage du courant que de *B* vers *E*). Dès que C_1 est suffisamment chargé pour abaisser le potentiel positif de la base *B* au-dessous d'un certain seuil, le transistor se bloque.

Le passage du courant dans la bobine *BM* avait eu pour effet de développer une force d'attraction sur l'aimant 1, suffisante pour le faire pénétrer dans cette bobine et faire fléchir légèrement la branche 2 du diapason dans le sens de la flèche *f*. Au contraire, le blocage du transistor entraîne le relâchement de cette branche qui peut effectuer librement son cycle vibratoire. Le mouvement en retour de l'aimant fait naître dans *BM* et dans l'enroulement *P* du transformateur une tension induite ; il en est de même dans l'enroulement *S* et, comme cette d.d.p. est de sens opposé à la précédente, il se produit une décharge du condensateur C_1. La tension positive entre *B* et *E* augmente alors et de nouveau le transistor *TR* est débloqué. Le processus cyclique précédent peut donc se renouveler.

La branche 2, en vibrant, transmet son mouvement de faible amplitude à la branche 2′, qui porte à son extrémité un petit aimant 4 en forme de fourche ; les pôles saillants (*N* et *S*) de cet aimant attirent successivement les dents extérieures et intérieures d'une roue dentelée 3 en métal à haute perméabilité magnétique. Cette transmission originale offre l'avantage de ne faire intervenir ni chocs, ni frottements ; elle présente, toutefois, le léger inconvénient de ne pas être un système autodémarreur et il est nécessaire de lancer cette roue manuellement à l'aide d'un dispositif extérieur approprié lors de la mise en marche de l'horloge. Bien qu'il s'agisse là d'une sujétion mineure, des chercheurs pensent pouvoir résoudre favorablement le problème du lancement automatique.

2.3. La montre à diapason. — Dans la montre-bracelet pilotée par un diapason vibrant à 360 Hz représentée sur la figure II-5, l'entretien du vibrateur est assuré par deux pulseurs électromagnétiques placés aux extrémités des branches 1 et 2 du diapason. Chaque branche porte une coupelle (3 et 4) en fer doux qui concentre le champ magnétique créé par deux petits aimants tronconiques (5 et 6). Des bobinages (7 et 8) s'insèrent dans ce champ ; le premier comporte deux enroulements 7*A* et 7*B* dont l'un (7 *A*) joue le rôle de capteur inductif.

Par suite du déplacement alternatif de l'aimant 5, une tension alternative est induite dans l'enroulement 7*A*. Une alternance sur deux provoque le déblocage du transistor *TR* et un condensateur *C*, faisant partie du circuit électronique, se charge alors ; il se décharge ensuite dans une résistance placée à ses bornes. Lorsque le transistor est débloqué, les brèves pointes de tension induite sont la cause du passage de courants brefs à travers les deux enroulements-moteurs 7*B* et 8 qui sont branchés en série.

Les oscillations du diapason sont ainsi entretenues et les deux branches vibrent en parfaite opposition de phase ; leur amplitude doit cependant être maintenue dans certaines limites compatibles avec un encliquetage correct du cliquet 9 avec la roue à rochet 10 qui constitue le premier mobile du démultiplicateur de vitesse aboutissant aux aiguilles. Pour cette raison, ce circuit a été réalisé de façon à obtenir une autorégulation des amplitudes.

Le réglage « avance-retard » peut s'effectuer en tournant deux clavettes 11 et 12, ce qui permet d'obtenir un raccourcissement ou un allongement fictif des bras du diapason.

Une telle montre ne varie que d'une minute par mois au porter. Notons que la température reste sensiblement constante lorsque la montre est au poignet du porteur ; le réglage est donc peu affecté par les effets thermiques. Au contraire, les écarts dus aux changements de position ne sont pas négligeables ; en effet, la fréquence du diapason augmente ou diminue légèrement selon que les bras 1 et 2 sont dirigés vers le bas ou vers le haut et cela provoque soit une légère avance, soit un faible retard. Pour atténuer ces effets dus à la gravitation, un système à deux balanciers, constitué par deux branches rigides, munis de contrepoids solidaires des bras flexibles du diapason, peut être utilisé.

3. LES INSTRUMENTS HORAIRES PILOTÉS PAR UN CRISTAL DE QUARTZ

3.1. Principe d'entretien des vibrations d'un « quartz piézoélectrique ». — Lorsque, dans des conditions bien déterminées, une lame d'un cristal de quartz subit une contrainte mécanique (flexion, compression, cisaillement, etc.), des charges électriques de signes opposés apparaissent sur certaines faces: cela constitue l'effet piézoélectrique direct que les physiciens français Pierre et Jacques Curie mirent en évidence en 1880 (V. t. 1, Électronique, chap. 16, § 8).

En horlogerie, on utilise plutôt l'effet piézoélectrique inverse que Lipmann découvrit en 1881 : une lame de quartz dans un champ électrique variable se dilate et se contracte, donc vibre mécaniquement. Cela permet de l'utiliser comme résonateur.

Le quartz que l'on trouve dans la nature est appelé « bloc primaire ». Pour obtenir un bon résonateur, il faut tailler un fragment de cristal dans ce bloc, de façon précise et très minutieuse, selon des orientations bien définies par rapport aux axes cristallographiques, afin qu'il ait des caractéristiques déterminées (moindre amortissement, coefficient de température minimal). Cette taille peut s'effectuer de différentes façons et il est possible d'obtenir un barreau, une plaquette, une lentille ou un anneau ayant de plus ou moins bonnes caractéristiques (fig. II-6).

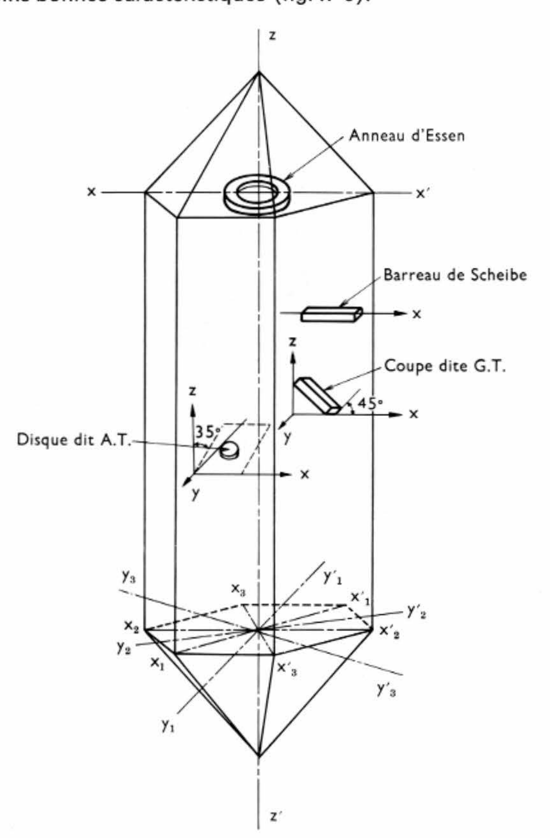
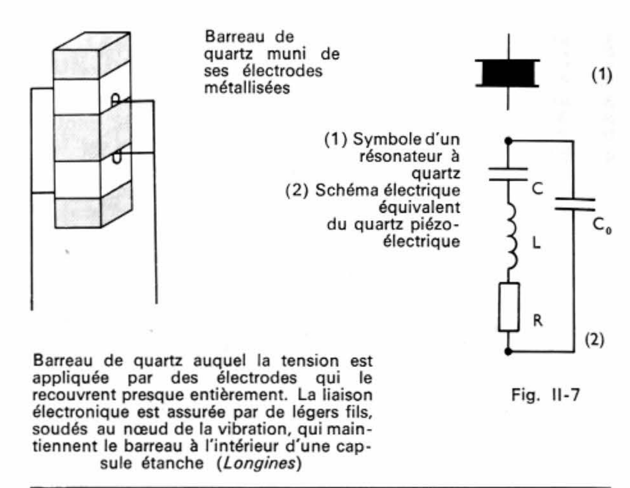


Fig. II-6 — Barreau de quartz primaire dans lequel des fragments ont été taillés pour en faire des résonateurs de qualité. Axe optique: zz'; axes électriques: $x_1x'_1$, $x_2x'_2$, $x_3x'_3$; axes mécaniques: $y_1y'_1$, $y_2y'_2$, $y_3y'_3$

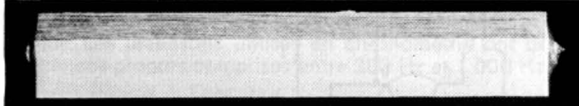
Ce fragment de quartz est muni d'électrodes (fig. II-7) et il peut être placé dans un montage amplificateur; l'ensemble constitue un oscillateur qui permet d'assurer l'entretien des vibrations de ce cristal. Celui-ci joue un rôle stabilisateur car toute variation de fréquence de l'oscillation se trouve instantanément contrecarrée par la croissance ou la décroissance de l'impédance électrique du quartz.

Si les causes d'instabilité dues à l'entretien des vibrations du quartz purent être éliminées, il en subsiste néanmoins d'autres dues à la température, à la pression et à un certain vieillissement du quartz qui modifient quelque peu sa fréquence propre.



Barreau de quartz auquel la tension est appliquée par des électrodes qui le recouvrent presque entièrement. La liaison électronique est assurée par de légers fils, soudés au nœud de la vibration, qui maintiennent le barreau à l'intérieur d'une capsule étanche (*Longines*)

Fig. II-7



— *Les effets de la température sur le quartz.* — Une lame de quartz peut effectuer des oscillations libres à une fréquence déterminée ou **fréquence propre** qui dépend de ses dimensions, de sa masse volumique et de son module d'élasticité. À titre d'exemple, la formule suivante donne la fréquence de vibration *f* d'un barreau oscillant longitudinalement :

$$f = \frac{1}{2L} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

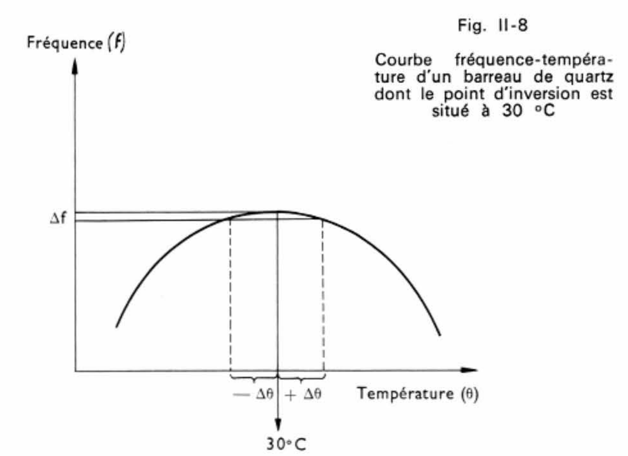
(L : longueur du barreau; ρ : masse volumique du quartz; E : module d'élasticité du quartz).

Ainsi, toute variation de E entraîne une variation correspondante de f et pour que le montage puisse jouer un rôle d'étalon de temps, il est indispensable de réduire, le plus possible, les variations du module d'élasticité dues à la température.

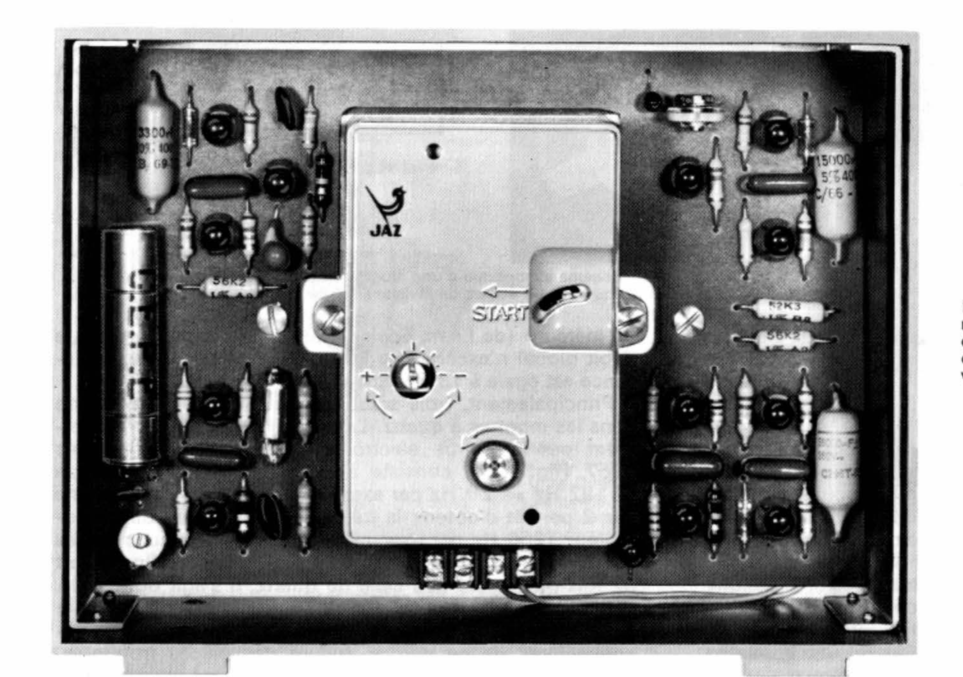
Deux procédés sont couramment utilisés dans ce but: d'une part, le fragment de quartz est taillé suivant des orientations bien définies comme nous l'avons dit précédemment et, d'autre part, le quartz est placé dans une enceinte thermostatée qui permet de maintenir une température constante (dans certains cas à un dix-millième de degré Celsius près). La courbe représentant les variations de la fréquence en fonction de la température (fig. II-8), dans le cas d'un barreau de quartz, montre que le coefficient

Fig. II-8

Courbe fréquence-température d'un barreau de quartz dont le point d'inversion est situé à 30 °C



$\frac{\Delta f}{\Delta \theta}$ change de signe en un point déterminé (30 °C dans l'exemple choisi) appelé **point d'inversion du quartz.** Avant ce point la fréquence varie dans le même sens que la température; après celui-ci les variations sont de sens contraires. Autour de ce point caractéristique, à de faibles



Pendulette à quartz: Le circuit électronique (en particulier 12 transistors et 3 diodes) est placé autour du moteur à diapason dont les vibrations sont asservies à celles du quartz situé à l'extrême-gauche (*Jaz*)

écarts $\Delta\theta$ de température correspondent de très faibles variations Δf de la fréquence.

— *Les effets de la pression sur le résonateur à quartz.* — En vue de soustraire le quartz à l'influence des variations de la pression atmosphérique, il est enfermé dans une ampoule ou une capsule métallique étanche dans laquelle le vide a été fait. Outre la protection mécanique apportée par cette capsule, ce procédé présente l'avantage d'éviter toutes corrosions ou pollutions des électrodes et des soudures par les agents atmosphériques.

— *Le vieillissement du quartz.* — La variation de fréquence consécutive au vieillissement du quartz se produit généralement toujours dans le même sens et une certaine stabilisation s'opère après quelques mois de fonctionnement. Pour réduire cet inconvénient, tout quartz subit un traitement particulier appelé **vieillissement artificiel** qui consiste à faire vibrer l'élément piézoélectrique durant une période déterminée et dans des conditions thermiques et électriques définies.

3.2. Les horloges à quartz. — Pour la première fois, en 1929, l'Américain W.A. Marrisson expose une étude concernant ces horloges dans un article de la revue *Bell Telephone Laboratories.* L'année suivante, des instruments de ce type sont construits par Scheibe et Adelsberger en Allemagne et par Essen et Dye en Angleterre.

Toute horloge à quartz comprend les éléments principaux suivants:

1° *Un oscillateur étalon* (quartz) avec son circuit d'entretien, comparable, par exemple, à un balancier-spiral ou à un pendule entretenu par un échappement mécanique.

2° *Un démultiplicateur électronique* ou *diviseur de fréquence* qui permet d'obtenir une fréquence de quelques centaines de hertz, sous-multiple déterminé de la grande fréquence de résonance du quartz. Cet élément est comparable à un réducteur mécanique comportant un train d'engrenages.

3° *Un moteur synchrone* qui actionne les aiguilles et qui est alimenté en courant alternatif ayant la même fréquence que le signal fourni par le démultiplicateur précédent.

4° *Un dispositif d'affichage de l'heure.*

5° *Une source d'énergie électrique.*

6° Éventuellement, *une ou plusieurs sorties* permettant de prélever des signaux électriques précis sous forme d'impulsions ou possédant des fréquences basses (100 Hz, 50 Hz, 1 Hz) et pouvant servir de références pour synchroniser divers appareils extérieurs: moteurs, horloges secondaires, etc.

Sur les horloges à quartz de très grande précision, les fréquences de vibration du cristal sont comprises entre 100 kilohertz (100 kHz) et 5 mégahertz (5 MHz), tandis que sur les plus usuelles, ces fréquences sont seulement de quelques milliers d'hertz.

Performances chronométriques. — La précision est surtout fonction des caractéristiques électriques de l'élément piézoélectrique utilisé et, selon le cas, de la compensation thermique réalisée ou de la constance de la température de cet élément. Dans les meilleures conditions de réalisation, elle peut atteindre 0,0001 seconde par jour pour des instruments thermostatés destinés à des usages spéciaux. Pour des utilisations plus courantes mais pour lesquelles, néanmoins, les exigences chronométriques sont assez sévères, les horloges sont compensées en température, soit au moyen de *thermistances* à coefficient de température négatif (V. t. 1, Électronique, chap. 6), soit à l'aide d'autres éléments comme des capacités variables. La précision peut atteindre quelques millièmes de seconde par jour, à température sensiblement constante, le plus grand écart ne dépassant pas 0,1 s/j lorsque la température reste comprise entre + 4 °C à + 36 °C. Les températures limites de fonctionnement étant — 25 °C et + 50 °C, ces instruments correspondent à la classe des meilleurs chronomètres de marine qui doivent pouvoir fonctionner dans une très large plage de température pour être utilisés sous tous les climats.

La précision des horloges à quartz qui ne sont ni compensées thermiquement, ni thermostatées, est encore très bonne: 0,1 seconde par jour si les variations de température sont peu importantes autour du point d'inversion du quartz. Pratiquement, après un an de fonctionnement, le plus grand écart est voisin d'une minute; elles peuvent donc constituer d'excellentes « horloges-mères » pour commander des pendules réceptrices d'un réseau horaire.

En raison de la miniaturisation de leurs circuits, ces deux derniers types d'horloges présentent un encombrement réduit compris entre 0,25 dm³ et 1 dm³. De ce fait, elles sont particulièrement appréciées dans les installations transportables et peuvent aussi être facilement incorporées à un groupe d'instruments sur un tableau de bord ou un tableau horaire par exemple. Notons, d'autre part, qu'elles sont pratiquement insensibles aux variations de la pesanteur, aux vibrations et aux changements de position; elles présentent donc l'avantage supplémentaire de conserver leurs qualités chronométriques lorsqu'elles fonctionnent sur un véhicule terrestre, maritime ou aérien.

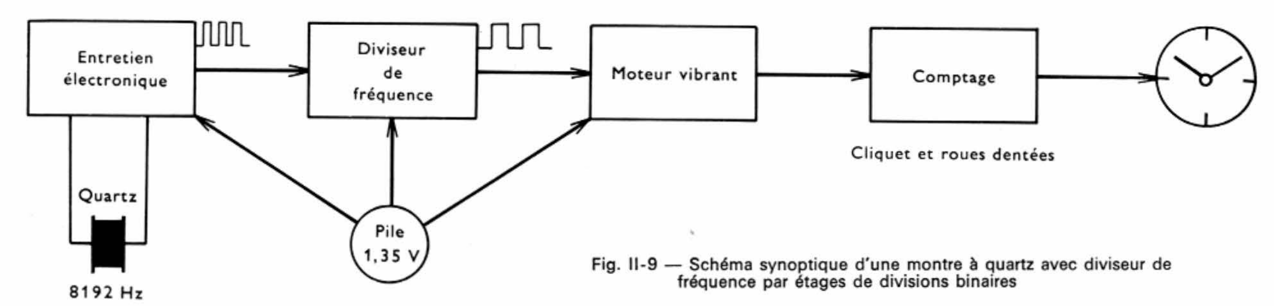


Fig. II-9 — Schéma synoptique d'une montre à quartz avec diviseur de fréquence par étages de divisions binaires

3.3. Les montres à quartz. — Un an après la création du chronomètre de poche à quartz, apparaissait en 1967 la montre-bracelet d'homme à quartz. Elle est le fruit de longues et laborieuses études réalisées en commun par des chercheurs chronométriers et électroniciens. L'élaboration et la réalisation de ce garde-temps miniature ne fut pas chose facile car il a fallu loger dans un volume aussi réduit que celui d'une montre-bracelet d'homme, soit 4,5 cm³ au maximum, tous les éléments ou « modules » nécessaires : un barreau de quartz enfermé dans une capsule où règne un vide poussé, un micromoteur chargé d'entraîner quelques rouages aboutissant aux aiguilles, un dispositif classique d'affichage de l'heure, des circuits électroniques complexes et un élément de pile de capacité suffisante pour assurer l'alimentation normale de ces circuits durant une année au moins. À ces constituants essentiels peut être ajouté un dateur avec, par surcroît, un dispositif de remise à la date rapide.

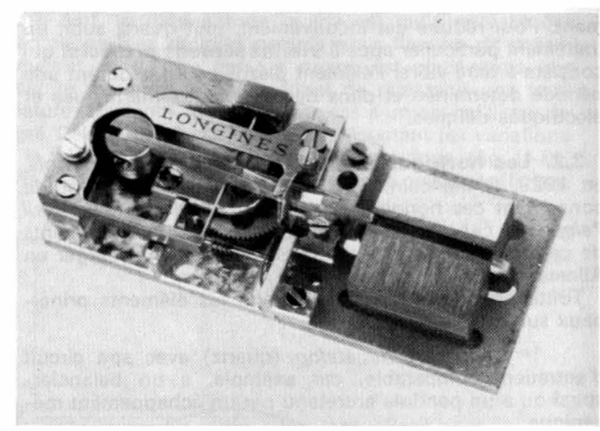
Pour ne parler que des impératifs essentiels d'ordre technique ou technologique, notons par exemple que la longueur du barreau de quartz est limitée par la plus grande dimension intérieure du boîtier de la montre : elle ne peut guère excéder 25 millimètres pour une montre-bracelet d'homme. Or, plus le barreau est court, plus sa fréquence de vibration est élevée et, pour la longueur maximale indiquée, la valeur de cette fréquence est voisine de 8 à 9 kHz. Il y a donc lieu d'utiliser un diviseur de fréquence pour obtenir un courant de fréquence plus faible, comprise entre 150 et 400 Hz, pour alimenter le micromoteur ; cette division est d'autant plus indispensable que le quartz vibre avec une trop faible amplitude et ne peut pas jouer lui-même le rôle de moteur comme un diapason. Le diviseur de fréquence, ainsi que les circuits d'entretien du quartz et de commande du micromoteur, doivent obligatoirement avoir des dimensions très réduites. Ils ne peuvent donc pas être constitués au moyen d'éléments électriques et électroniques « classiques » car, à eux seuls, ils occuperaient un volume beaucoup plus important que celui du boîtier de la montre. Il est nécessaire d'utiliser des composants miniaturisés ou des **circuits intégrés** (petites plaquettes monolithiques comportant un grand nombre de composants sous un volume très réduit) ; d'un point de vue électrique, cela ne présente pas de difficulté car les puissances mises en jeu et les courants dans les circuits sont très faibles.

C'est grâce à la **microélectronique** que la montre à quartz a pu être réalisée et aussi parce que la puissance totale dissipée par les éléments ne dépassait pas une limite compatible avec celle que peut fournir une petite pile dont le volume n'excède par 0,3 cm³ comme une pile à oxyde de mercure (de f.é.m. égale à 1,35 volt). Généralement, le débit global n'excède pas 10 microampères et cette puissance est égale à 13,5 microwatts.

Principalement, trois solutions ont été mises en œuvre dans les montres à quartz. La première, préconisée notamment par le Centre électronique horloger (Suisse) dès 1967 (fig. II-9), consiste à diviser la fréquence étalon (8 192 Hz = 2^{13} Hz par exemple) : une suite de divisions par 2 permet d'obtenir la fréquence du courant du micromoteur (256 Hz par exemple). Cinq divisions successives par 2 sont nécessaires pour que la fréquence finale soit 32 fois plus faible que celle du quartz. Il s'agit donc d'un véritable réducteur de vitesse « électronique » comparable à un réducteur mécanique mais ne présentant pas les inconvénients de ce dernier (usure des pièces frottantes, nécessité de lubrifier les pivots, etc.). Quant au micromoteur, il a été conçu et réalisé de telle façon qu'il ait un rendement particulièrement grand. En plus de sa fonction motrice, il joue le rôle de résonateur ; c'est un système électromécanique à lames vibrantes. L'équipage mobile porte un aimant et se déplace devant deux enroulements excitateurs ; l'une des lames est accouplée à un cliquet et actionne, de façon saccadée, une petite roue à rochet qui constitue le premier mobile de la minuterie commandant les aiguilles.

Dans la seconde solution (fig. II-10), utilisée dans la montre-bracelet électronique « Ultra-Quartz » de Longines (1969), un *circuit de comparaison* permet de comparer à tout moment la fréquence très stable de l'oscillateur pri-

Moteur à lame vibrante de la montre « Ultra-Quartz » (*Longines*)



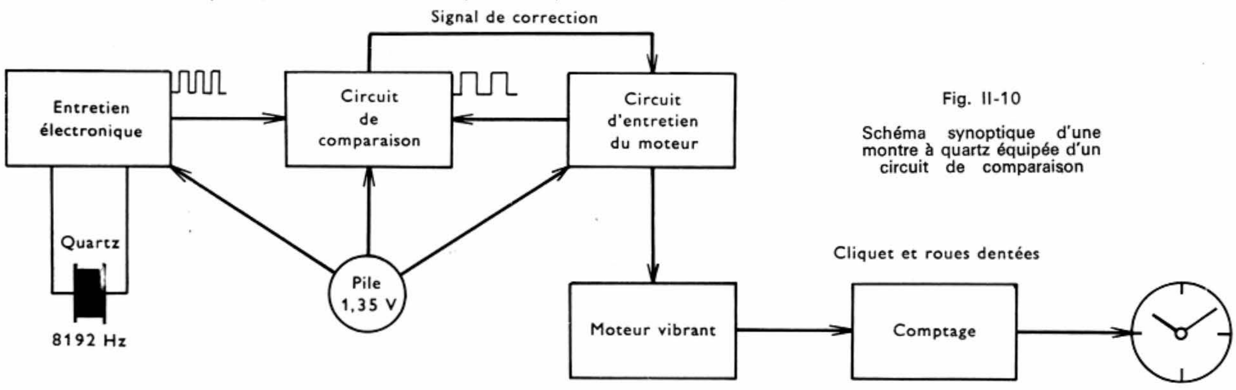
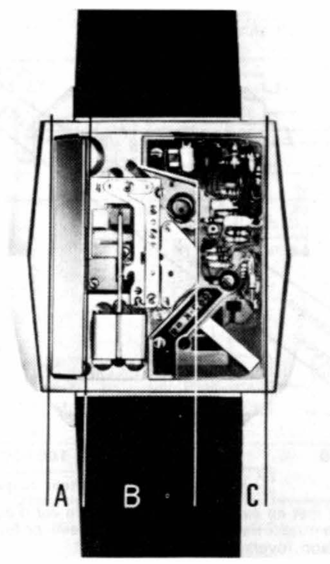
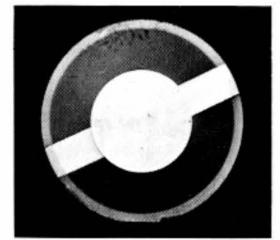


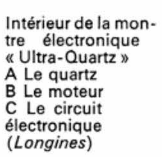
Fig. II-10

Schéma synoptique d'une montre à quartz équipée d'un circuit de comparaison

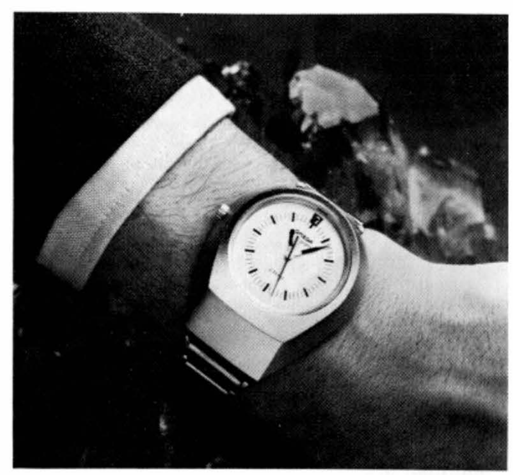




Pastille de quartz lenticulaire (*Oméga*)



Intérieur de la montre électronique « Ultra-Quartz »
A Le quartz
B Le moteur
C Le circuit électronique
(*Longines*)



Montre électronique « Mégaquartz »; fréquence de vibration du quartz: 2 359 kHz (*Oméga*)

maire étalon et celle, moins stable, d'un oscillateur secondaire constitué par un micromoteur à lame vibrante dont la fréquence propre est sous-multiple de celle du quartz.

Ce circuit particulier a un double rôle: comparaison des fréquences des deux oscillateurs et correction de la marche du second qui est ainsi asservi aux vibrations du quartz. Cette réalisation ingénieuse présente surtout l'avantage de mettre en œuvre un nombre plus réduit de composants électroniques (40 au lieu de 90 environ).

Dans le troisième procédé, utilisé dans la montre-bracelet électronique « Mégaquartz » d'Oméga (1970), l'oscillateur n'est pas un barreau de quartz vibrant en flexion à quelques kilohertz, mais une lentille de 14 mm de diamètre et 0,7 mm d'épaisseur, fonctionnant au cisaillement à une fréquence beaucoup plus élevée qu'un barreau: plus de deux millions de hertz, ce qui permet d'accroître la précision (gain de près de deux décimales). Il a fallu réaliser un diviseur de fréquence dont le rapport de division soit d'environ 2,5 millions car la fréquence finale de 1 Hz a été choisie pour le courant d'alimentation du micromoteur. Celui-ci, du type « pas à pas » (V. t. 1, Électrotechnique, chap. 20) transmet directement son mouvement saccadé à l'aiguille des secondes.

Les circuits de divisions adoptés font appel à des transistors à effet de champ (V. t. 1, Électronique, chap. 10) qui présentent le gros avantage de ne pas consommer de puissance électrique au repos à l'inverse des transistors à jonctions. Occupant un volume extrêmement réduit, ils peuvent être intégrés en très grand nombre dans un bloc monolithique de silicium, tel un circuit à intégration à grande échelle ou circuit *L.S.I.* (*Large Scale Integration*).

La source de courant est constituée par deux éléments de pile à oxyde de mercure, couplés en série pour tenir compte de la tension de fonctionnement des transistors utilisés; la tension entre leurs bornes est ainsi de 2,5 volts environ.

De plus, dans certaines réalisations, le découpage et le comptage du temps, ainsi que l'affichage de l'heure, se font d'une façon entièrement électronique. Par exemple la montre électronique « Pulsar » de Hamilton aux États-Unis (1970) a préludé à une toute nouvelle génération d'instruments horaires miniatures car, il faut le souligner, elle ne comporte aucun organe mécanique ni électromécanique (fig. II-11). L'étalon de temps est un quartz vibrant à 32 768 Hz, soit 2^{15} Hz, un diviseur à 14 étages, réduit cette fréquence primaire jusqu'à 2 Hz pour fournir le courant d'alimentation d'un micro-ordinateur à programme fixe. L'ensemble de l'instrument comporte 44 circuits intégrés comprenant de nombreux transistors à effet de champ (équivalent à 3 474 transistors à jonctions).

En dépit du nombre important d'éléments électroniques mis en jeu, la puissance totale dissipée reste assez faible; le courant d'alimentation ne dépasse pas 18 microampères. L'alimentation électrique est assurée par une batterie rechargeable de 4,5 V représentant 80 % du volume de la boîte (c'est dire le peu de place qu'occupent les autres modules). L'affichage de l'heure ne se fait pas au moyen d'aiguilles; c'est un affichage numérique réalisé à l'aide de diodes électroluminescentes (V. t. 1, Électronique, chap. 7). En pressant sur un bouton, l'heure apparaît sur un écran sous l'aspect de chiffres pointillés; la lecture des heures et des minutes peut être faite durant une seconde un quart. Quant aux secondes, elles apparaissent aussi longtemps qu'il le faut en maintenant la pression sur le bouton. Pour que la perception visuelle soit satisfaisante en lumière éblouissante (en plein soleil par exemple), des photomètres, montés sur le dispositif d'affichage, sont utilisés pour mesurer la luminosité ambiante et permettre, en liaison avec un circuit de contrôle placé dans l'ordinateur, de prolonger le temps de fonctionnement des diodes électroluminescentes. L'écart de marche de cette montre est inférieur à trois secondes par mois.

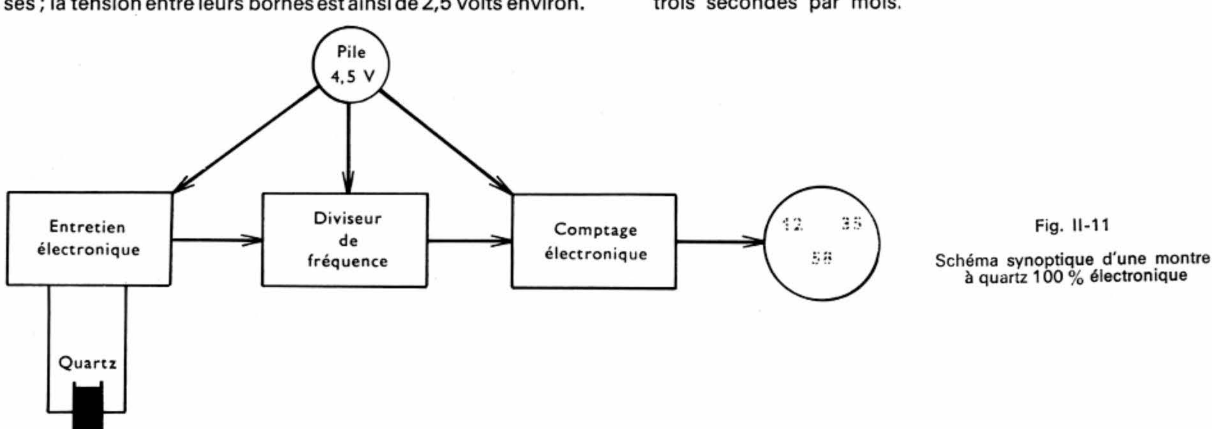


Fig. II-11

Schéma synoptique d'une montre à quartz 100 % électronique



Montre à quartz à affichage digital par cristaux liquides
(*Société des Garde-temps*)

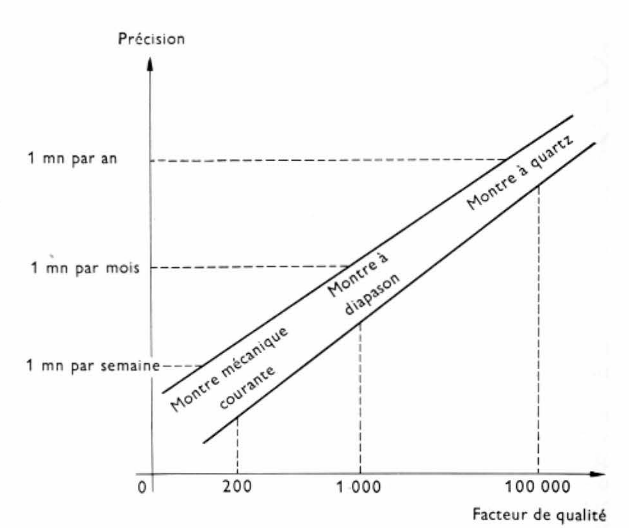


Fig. II-12 — Ce graphique met en évidence qu'une montre est d'autant plus précise que le facteur de qualité de son oscillateur est élevé ce facteur variant en raison inverse de l'amortissement

Dans le domaine de l'affichage digital de l'heure, depuis 1971, on utilise des cristaux liquides.

En raison de l'infime consommation qui en résulte, l'affichage des chiffres horaires peut être permanent, ce qui évite de provoquer leur apparition en pressant sur un bouton (système présenté par la *Radio Corporation of America*).

Rappelons que l'appellation cristaux liquides est donnée à un certain nombre de susbstances dans lesquelles les molécules (ou les atomes) sont disposées suivant une configuration régulièrement répétée (structure cristalline). Parmi les nombreux corps entrant dans cette catégorie citons ceux qui ont été découverts les premiers (1888) : le benzoate de cholestéryle, les esters méthylique et éthylique du para-azoxyphénol. L'affichage numérique est réalisé à l'aide de cellules élémentaires dans lesquelles le corps est disposé en une couche très mince entre deux électrodes semi-transparentes (condensateur plan). De telles cellules diffusent la lumière lorsqu'une d.d.p. supérieure à un seuil (6 à 8 V) est appliquée entre leurs électrodes ; elles sont transparentes dans le cas contraire.

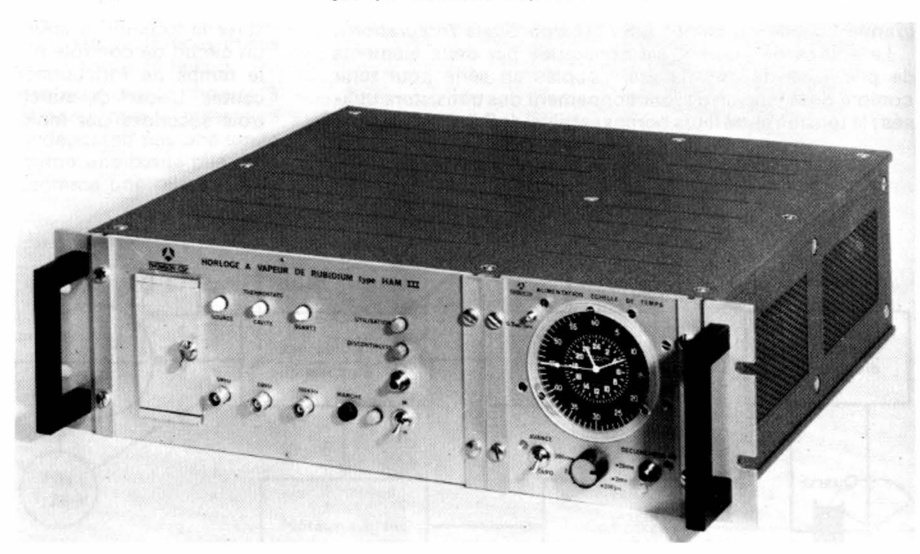
4. L'HORLOGE ATOMIQUE

Face aux exigences sans cesse accrues de la science engagée dans des recherches d'avant-garde et des réalisations particulièrement avancées (dont les vols spatiaux et les transmissions ultra-rapides ne représentent que deux exemples parmi beaucoup d'autres) la création d'un étalon de temps immuable et de très haute précision devint une impérieuse nécessité. Aussi, des savants et des physiciens conjuguèrent-ils leurs efforts en vue de réaliser un nouvel étalon de temps qui devait surclasser nettement les meilleurs étalons existants. Pour rester invariant, cet étalon devait donc être rigoureusement indépendant des conditions extérieures (température, pression, etc.) et ne pas être sujet au vieillissement. C'est en partant de phénomènes de résonances internes de la matière que cet objectif put être atteint.

Selon la théorie des « quanta » (V. t. 1, Optique, chap. 4), les atomes des corps sont susceptibles de se trouver dans divers états d'énergie stationnaires. S'ils subissent une transition quantique, ce qui correspond par exemple au passage d'un de ces états (état excité) à un autre de plus faible énergie, il se produit un rayonnement dû à l'énergie perdue. Il y a émission d'une onde électromagnétique dont la fréquence a une valeur rigoureuse. Lors du phénomène inverse, c'est-à-dire lors du passage d'un état fondamental à un état excité, il se produit au contraire une absorption d'énergie.

Provoquer des transitions au sein de la matière en vue de recueillir un signal à la résonance, tel est le problème que les chercheurs se sont tout d'abord posé. Dès 1938, le physicien américain Rabi mit en évidence la résonance des atomes de lithium par interaction de ces derniers avec un champ magnétique oscillant engendré par un courant à hyperfréquence provenant d'un générateur auxiliaire (V. t. 1, Électronique, chap. 21). Les horloges à jet atomique font appel à ce phénomène fondamental mais utilisent principalement des vapeurs de césium dont la fréquence de résonance est de 91 291,632 MHz. Ces horloges comportent deux cavités résonnantes, distantes parfois de 6 mètres, excitées par un courant à haute fréquence. Les atomes du jet qui viennent impressionner le détecteur sont d'autant

Horloge atomique
HAM III
(*Thomson-C.S.F.*)



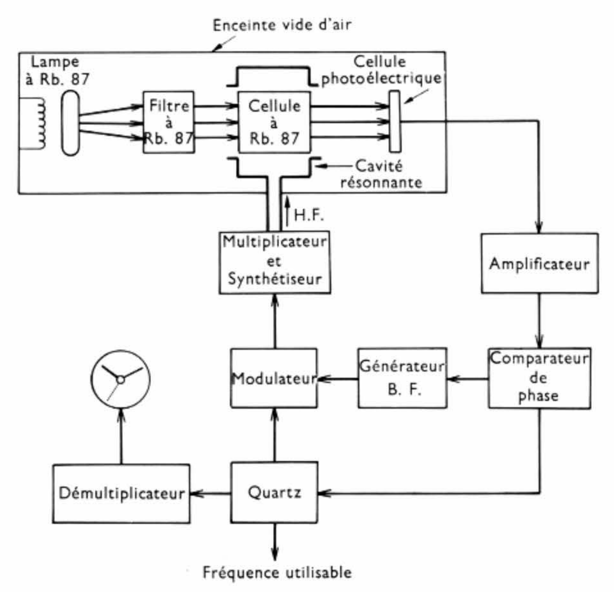


Fig. II-13 — Schéma synoptique d'une horloge atomique à vapeur de rubidium utilisant le procédé de pompage optique

plus nombreux que la fréquence de résonance est plus voisine de celle qui sert à l'excitation. Cette dernière est réalisée au moyen d'un oscillateur à quartz qui se trouve piloté automatiquement par le résonateur, grâce à un servomécanisme placé sous la dépendance d'un comparateur de phase. La stabilité relative de ces horloges est proche de 5.10^{-12} (ce qui représente un écart voisin de 5.10^{-7} seconde par jour) alors que pour le premier modèle d'horloge atomique au gaz ammoniac (il date de 1948) que fit construire Harold Lyons, du *National Bureau of Standards* de Washington, elle était de 10^{-8}. Rappelons que la stabilité relative se définit comme le quotient de l'écart absolu Δt et du temps t. Par exemple, si l'écart absolu est 6.10^{-5} s, au bout d'un mois, la stabilité relative est égale à :

$$\frac{6.10^{-5}}{30 \times 86\,400} \approx 2.10^{-11}$$ (si nous considérons qu'il y a 10^5 s par jour au lieu de 86 400).

En dehors du jet atomique il existe une autre méthode, particulièrement intéressante, dans laquelle les niveaux énergétiques des atomes sont modifiés en éclairant les atomes au moyen d'une source de lumière appropriée (fig. II-13). C'est la méthode dite de « pompage optique » mise au point dans le laboratoire du physicien français Alfred Kastler (Prix Nobel 1966). En appliquant cette méthode à des atomes de rubidium vaporisé, il a été possible d'obtenir une précision à long terme de l'ordre de 2.10^{-11} seconde par mois. La mise en œuvre de cette méthode a permis de fabriquer des horloges atomiques de faible volume (10 dm³), de poids réduit (10 kg) et qui consomment une faible puissance : 25 watts. Ces instruments sont donc aisément transportables ; ils sont, de plus, insensibles aux chocs, aux vibrations et aux accélérations. De ce fait, ils peuvent prendre place dans des voitures, des avions ou des satellites.

Signalons aussi que le *Maser* (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) qui est utilisé comme oscillateur radioélectrique (V. t. 2, Télécommunications, chap. 3, § 10.8) est un remarquable étalon de fréquence. En particulier, le maser à hydrogène atomique a une stabilité relative égale à 10^{-13}, ce qui correspond à un écart d'un centmillionième de seconde par jour.

ULTRASONS

Les ultrasons sont des ondes acoustiques dont les fréquences sont supérieures à 15 kHz. Ils ne sont donc pas perçus par l'homme (V. t. 2, Électroacoustique, chap. 1).

Les longueurs d'onde des ultrasons sont les mêmes que celles des ondes hertziennes millimétriques et des rayonnements infrarouges; cela explique que certaines propriétés soient communes. Par exemple, les ultrasons se propagent en faisceaux rectilignes non seulement dans les gaz mais également dans certains corps solides ou liquides. Ils permettent d'obtenir des densités d'énergie importantes et ils ont de nombreuses applications aussi bien dans l'industrie qu'en médecine.

1. PROPRIÉTÉS DES ULTRASONS

1.1. Propagation. — Dans un milieu déterminé, de dimensions infinies, les ultrasons se propagent comme des ondes acoustiques. La source d'ultrasons (ou émetteur) provoque la mise en vibration des particules du milieu qui l'entoure et ensuite les oscillations se transmettent de proche en proche. Vis-à-vis de la propagation des ultrasons, chaque milieu peut être caractérisé au moyen d'un coefficient appelé *impédance caractéristique* (de la même façon qu'en optique chaque milieu est caractérisé par son indice absolu).

1.1.1. Propagation dans les solides. — Deux modes de propagation peuvent alors être distingués (fig. 1) : les particules du milieu peuvent vibrer suivant la direction de propagation (vibrations longitudinales) ou suivant la direction perpendiculaire (vibrations transversales). Dans certains cas, cependant, seules les particules de la surface du milieu peuvent être sollicitées (vibrations de surface) et les ondes sont partiellement longitudinales et partiellement transversales.

Des *ondes longitudinales* se propagent avec une vitesse v_L qui dépend du corps constituant le milieu de propagation, notamment :

— de son module d'Young E (module d'élasticité numériquement égal au rapport de la force de traction ramenée à l'unité de surface et de l'allongement du matériau ramené à l'unité de longueur),

— de son coefficient de Poisson σ (rapport de la contraction relative de diamètre $\left(\frac{D_0 - D_1}{D_0}\right)$ et de l'allongement relatif),

— de sa masse volumique ρ

$$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho} \cdot \frac{1 - \sigma}{(1 + \sigma)(1 - 2\sigma)}}$$

Si l'épaisseur du solide est très faible, le coefficient de Poisson est sensiblement nul et la vitesse est alors égale à :

$$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

Pour des *ondes transversales*, la vitesse de propagation v_T est donnée par l'expression suivante :

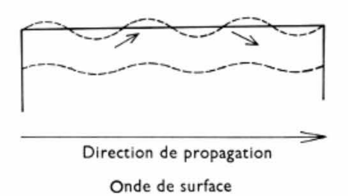
$$v_T = \sqrt{\frac{E}{2\rho(1 + \sigma)}}$$

Les *vibrations de surface* se décomposent en plusieurs types d'ondes plus complexes, parmi lesquels il faut distinguer :

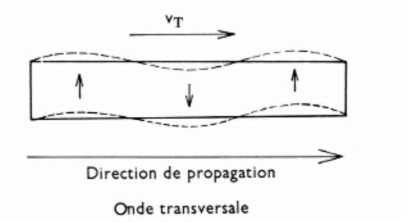
— Les *ondes de Lamb* qui se forment dans les plaques dont l'épaisseur est voisine de la longueur d'onde de la vibration ultrasonore.

— Les *ondes de Rayleigh* qui se propagent à une vitesse un peu inférieure à v_T; leur propagation s'accompagne d'un mouvement ellipsoïdal des particules,

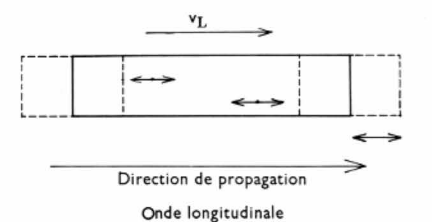
— Les *ondes de Love*, qui sont transversales et qui prennent naissance à la surface d'un solide recouvert d'une mince couche d'un autre matériau.



Onde de surface



Onde transversale



Onde longitudinale

Fig. 1

1.1.2. Propagation dans les liquides et dans les gaz. — Dans ces milieux, les ondes ultrasonores sont des *ondes de pression radiales*, peu sensibles à la dispersion et à l'atténuation. Elles se propagent suivant les rayons d'une sphère (ou d'une portion de sphère) dont l'émetteur ultrasonore est le centre, avec une vitesse v fonction de la masse volumique ρ et du coefficient de compressibilité adiabatique χ du milieu (coefficient défini dans le cas d'une compression sans échange de chaleur avec le milieu extérieur). Cette vitesse est donnée par la relation suivante :

$$v = \sqrt{\frac{1}{\rho\chi}}$$

Le tableau ci-dessous fournit les valeurs des vitesses de propagation des ultrasons dans quelques corps.

	Corps	Masse volumique (kilogrammes par décimètre cube) (1 kg/dm³ = 10³ kg/m³)	v_L (mètres par seconde)	v_T (mètres par seconde)
Gaz	Air	$1{,}3 . 10^{-3}$	331	
	Hydrogène	$0{,}088 . 10^{-3}$	1 260	
Liquides	Eau	1	1 430	
	Mercure	13,6	1 450	
Solides	Acier	7,8	6 100	3 350
	Aluminium	2,7	6 400	3 200
	Bois	0,5 à 0,9	1 000 à 4 000	
	Caoutchouc	1	300 à 2 000	
	Cuivre	8,9	4 600	2 200
	Fer	7,9	5 850	3 200
	Nylon	1,12	2 680	
	Plomb	11,3	2 200	700
	Quartz	2,6	5 600	

1.2. Propagation d'un milieu à un autre. — L'ensemble de deux milieux matériels différents contigus est appelé *dioptre*. Si un générateur d'ultrasons, plongé dans un milieu d'un dioptre, émet en direction de la surface de séparation des deux milieux, il est possible d'observer un faisceau réfracté et un faisceau réfléchi.

Le dioptre peut être caractérisé :

— par son *facteur de réfraction,* rapport des amplitudes respectives de l'onde réfractée et de l'onde incidente ;

— par son *facteur de réflexion,* rapport des amplitudes respectives de l'onde réfléchie et de l'onde incidente.

Par ailleurs, chaque milieu du dioptre peut être caractérisé par son *impédance caractéristique* Z qui est le produit de la masse volumique ρ du milieu et de la vitesse de propagation v de l'onde :

$$Z = \rho v$$

Elle s'exprime en kilogrammes par mètre carré-seconde (on dit parfois ohms acoustiques ou Rayl) ou encore en newtons-secondes par mètre cube $\left(\frac{N.s}{m^3}\right)$.

1.2.1. Incidence normale. — Ce cas, particulier en physique, est très couramment utilisé dans la pratique comme nous le verrons en examinant les applications des ultrasons.

Si les impédances caractéristiques des deux milieux sont respectivement Z_1 et Z_2, le facteur de réflexion r du dioptre est donné par la relation suivante :

$$r = \frac{|Z_2 - Z_1|}{Z_2 + Z_1}$$

Si les impédances caractéristiques des deux milieux sont égales ($Z_1 = Z_2$), le coefficient r est nul : la transmission est parfaite. Cette situation est recherchée lorsqu'il s'agit de transmettre une énergie avec le minimum de pertes. Au contraire, si l'impédance Z_2 est très grande ou très faible, l'onde incidente se trouve presque complètement réfléchie (r est alors sensiblement égal à 1). Ce résultat est également intéressant dans la pratique chaque fois que la rupture de continuité d'un milieu est détectée par réflexion d'une onde ultrasonore.

Pour se rendre compte de l'importance du facteur de réflexion, il suffit de calculer sa valeur pour une onde ultrasonore passant, par exemple, du plexiglas $\left(Z_1 = 31{,}6 . 10^5 \frac{N.s}{m^3}\right)$ dans l'eau $\left(Z_2 = 14{,}3 . 10^5 \frac{N.s}{m^3}\right)$.

$$r = \frac{|Z_2 - Z_1|}{Z_2 + Z_1} = \frac{17{,}3}{45{,}9} = 0{,}377$$

Au contraire, si les ultrasons passent de l'air $\left(Z_3 = 430 \frac{N.s}{m^3}\right)$ dans l'eau, nous obtiendrons $Z_2 \gg Z_3$:

$$r = \frac{|Z_2 - Z_3|}{Z_2 + Z_3} \approx \frac{Z_2}{Z_2} = 1$$

La réflexion est pratiquement totale. La puissance transmise, qui est proportionnelle à la différence $(1 - r^2)$, est voisine de 1,2 %.

1.2.2. Incidence oblique

— *Dans les gaz et dans les liquides,* les ultrasons se propagent sous forme d'ondes de pression radiales et, pour la réflexion comme pour la réfraction, les lois de Descartes

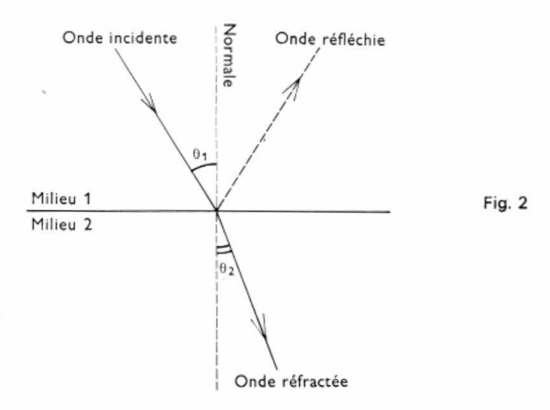


Fig. 2

sont applicables. Si nous appelons respectivement θ_1 et θ_2 les angles d'incidence et de réfraction (fig. 2), v_1 et v_2 les vitesses des ondes longitudinales dans les milieux 1 et 2, nous pouvons écrire :

$$\frac{\sin \theta_1}{v_1} = \frac{\sin \theta_2}{v_2}$$

En passant du premier dans le second milieu, l'onde réfractée se rapproche de la normale au point d'incidence ($\theta_2 < \theta_1$) si la vitesse v_2 est inférieure à la vitesse v_1. Dans le cas contraire, elle s'en écarte ($\theta_2 > \theta_1$) ; pour une valeur θ_L de l'angle θ_1, il y a réfraction limite (fig. 3). Des ondes de surface peuvent alors prendre naissance.

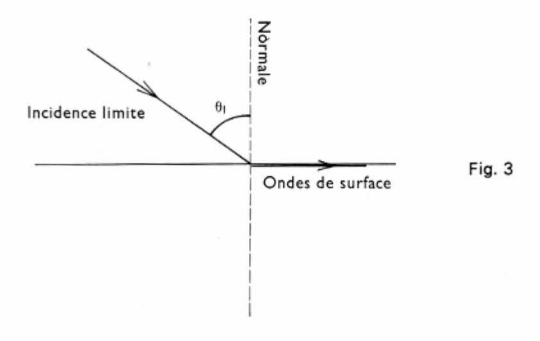


Fig. 3

— *Dans les solides,* la propagation est plus complexe : les ondes longitudinales et les ondes transversales se propagent avec des vitesses différentes. Cela entraîne une *biréflexion* et une *biréfringence* (fig. 4). Toutefois, les lois de Descartes restent applicables à condition de traiter séparément les deux modes de propagation.

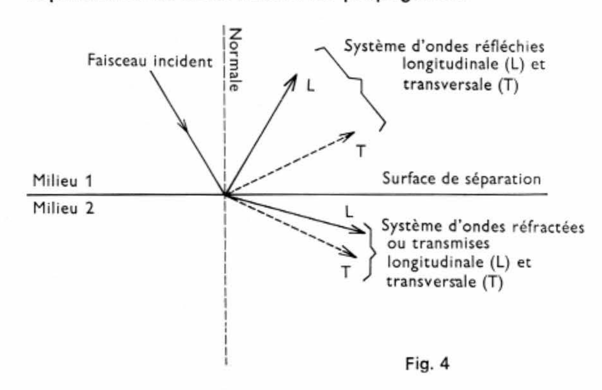


Fig. 4

1.3. Propagation à travers une lame à faces parallèles. — Avec une lame à faces parallèles, il y a décomposition de l'onde incidente en un système d'ondes réfléchies et en un système d'ondes réfractées ou trans-

mises. L'étude de ces systèmes et des affaiblissements successifs permet de dégager les conditions d'une *transmission optimale* et d'une *opacité maximale*.

La *transmission optimale* est obtenue pour une épaisseur *e* de lame égale à un multiple de la demi-longueur d'onde λ dans le milieu de propagation considéré ($\lambda = vT$, *v* : vitesse de propagation de l'onde dans le milieu, *T* : période de la vibration ultrasonore) :

$$e = k\frac{\lambda}{2} \qquad (k = \text{Cte})$$

Si la lame est entourée d'un même milieu, le coefficient de transmission est égal à l'unité et le coefficient de réflexion est nul.

Ce cas se rencontre dans l'utilisation des dispositifs de sondages sous-marins. En effet, le générateur est situé à l'intérieur de la coque et la puissance émise doit être transmise vers la mer avec le minimum de pertes. Pour obtenir ce résultat, le générateur est placé dans une cuve d'eau de mer et la fréquence d'utilisation est choisie de telle façon que les épaisseurs d'eau et de métal à traverser soient des multiples des demi-longueurs d'onde dans les milieux correspondants.

L'*opacité maximale* est obtenue avec une lame d'épaisseur égale à un multiple impair du quart de longueur d'onde :

$$e = (2\,k + 1)\,\frac{\lambda}{4}$$

Évidemment, plus la fréquence de l'onde ultrasonore est grande et plus il est difficile d'obtenir l'épaisseur convenant au résultat désiré. Par exemple, à la fréquence de 1 MHz, la transparence d'une lame d'acier est complète si l'épaisseur est égale à 2,95 mm et, au contraire, elle est presque nulle si l'épaisseur est de 2,33 mm.

1.4. Directivité des ultrasons. — La directivité des ondes ultrasonores est comparable à celle des ondes hertziennes ; dans les deux cas, elle augmente avec la fréquence des ondes.

En général, un émetteur rayonne dans une portion d'espace. Une source plane, circulaire, de diamètre *D*, fournit un faisceau dont l'intensité est maximale dans l'axe de la source. Rappelons que l'intensité représente le flux de puissance par unité de surface. Dans ce cas, l'ouverture θ, exprimée en radians, est égale à :

$$\theta \approx \frac{2\,\lambda}{D}$$

(λ désignant encore la longueur d'onde des ultrasons dans le milieu de propagation considéré). Ainsi, pour une fréquence de 6 MHz, et avec une source de diamètre égal à 1 cm, l'ouverture est voisine de 10°. Des montages appropriés permettent d'obtenir une directivité aussi bonne que celle de la lumière.

1.5. Énergie transportée - Amortissement. — Un point d'un milieu traversé par une onde ultrasonore vibre et tout élément de volume de ce milieu reçoit une certaine énergie. Pour le mettre en évidence, nous allons considérer le cas simple d'une onde ultrasonore sinusoïdale. Le mouvement d'un point du milieu est alors sinusoïdal ; son élongation *x*, par rapport à sa position de repos, peut être donnée par l'équation suivante :

$$x = \widehat{A}\sin(\omega t - \varphi)$$

Dans cette expression, nous désignons l'amplitude du mouvement par $\widehat{A}$, la pulsation de l'onde par ω ($\omega = 2\pi f$ si *f* est la fréquence de l'onde) et le déphasage du mouvement par rapport à une référence déterminée (mouvement de la source, par exemple) par φ. La vitesse instantanée de ce point est donc égale à :

$$v = \frac{dx}{dt} = \widehat{A}\,\omega\cos(\omega t - \varphi)$$

et un élément de volume entourant ce point acquiert une énergie cinétique égale à $\left(\frac{1}{2}m\,v^2\right)$ à l'instant *t* (si *m* désigne la masse de cet élément). Cette énergie admet une valeur maximale proportionnelle au carré du produit $(\widehat{A}\omega)$, c'est-à-dire au carré de l'amplitude $\widehat{A}$ et de la fréquence *f* de la vibration ultrasonore.

Le *coefficient d'amortissement* α est dû à la dissipation de l'énergie de l'onde ultrasonore lorsqu'elle s'éloigne de la source. L'intensité *I* décroît, selon une loi exponentielle, avec la distance *l* parcourue :

$$I = I_0\,e^{-2\alpha l}$$

I_0 est l'intensité émise.

2. PRODUCTION DES ULTRASONS

Les générateurs mécaniques et électromécaniques ne sont pas employés dans l'industrie. Cependant, pour mémoire, nous citerons le sifflet à air comprimé de Galton : il a été utilisé avant 1900 pour produire des ultrasons de fréquence voisine de 25 000 Hz. Edelmann a perfectionné ce sifflet et a obtenu des ultrasons de fréquence égale à 170 000 Hz. En 1907, Altberg a utilisé les étincelles produites par un éclateur entretenu par un circuit oscillant et a atteint la fréquence de 340 000 Hz. Sur le principe du sifflet ultrasonore, Hartmann a réalisé, en 1916, un générateur dans lequel de l'air comprimé arrive en face d'une cavité cylindrique résonnante *R*, de diamètre égal à sa profondeur (fig. 5). Le gaz de la cavité *R* entre en vibration et émet des ultrasons très intenses lorsque la vitesse de l'air incident est supérieure à celle du son.

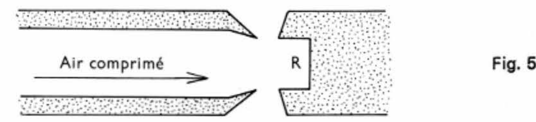


Fig. 5

Après ces tentatives, des générateurs électromagnétiques, fonctionnant selon le principe des haut-parleurs, furent utilisés mais ce n'est qu'avec la mise en œuvre de la piézoélectricité que Paul Langevin put réaliser des générateurs à la fois pratiques et puissants.

2.1. Générateurs piézoélectriques. — Rappelons que la piézoélectricité, découverte par Pierre et Jacques Curie, peut être mise en évidence avec certains cristaux anisotropes comme le quartz. Dans certaines conditions, une lame de quartz, soumise à une pression ou à une traction, se polarise électriquement, et réciproquement, elle se dilate ou se contracte lorsqu'elle est placée dans un champ électrique. C'est cette dernière propriété qui est évidemment utilisée pour la production des ultrasons (V. t. 2, Horlogerie). Rappelons que la fréquence *f* de vibration d'une lamelle de quartz d'épaisseur *e*, excitée en demi-onde, est égale à :

$$f = \frac{2\,850}{e}$$

En exprimant *e* en millimètres, nous obtenons directement *f* en kilohertz. Par exemple, une lame de 2,85 mm vibre en demi-onde à la fréquence de 1 MHz.

Le cristal comporte deux faces partiellement ou totalement métallisées. Le champ électrique alternatif est obtenu en appliquant une d.d.p. de fréquence convenable entre ces deux faces (fig. 6). Les vibrations du cristal sont trans-

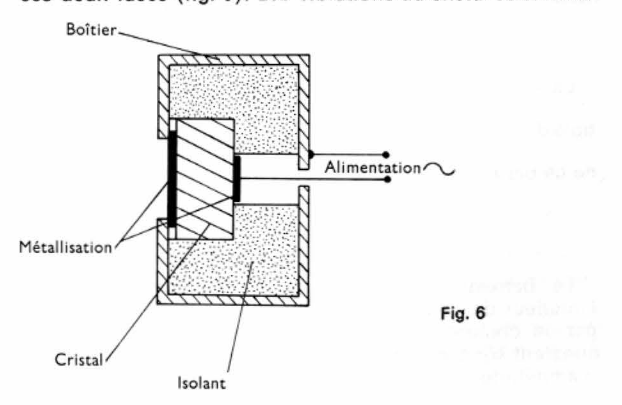


Fig. 6

mises directement au milieu de propagation. Afin d'obtenir le maximum de puissance, le rayonnement arrière est évité en plaçant sur la face arrière un matériau de faible impédance caractéristique ou en ménageant une lame d'air. Il est possible d'adapter le générateur ultrasonore au milieu de propagation en réalisant un couplage à l'aide d'un liquide, par exemple (fig. 7). En pratique, la puissance des générateurs piézoélectriques est souvent limitée par la rigidité diélectrique du support.

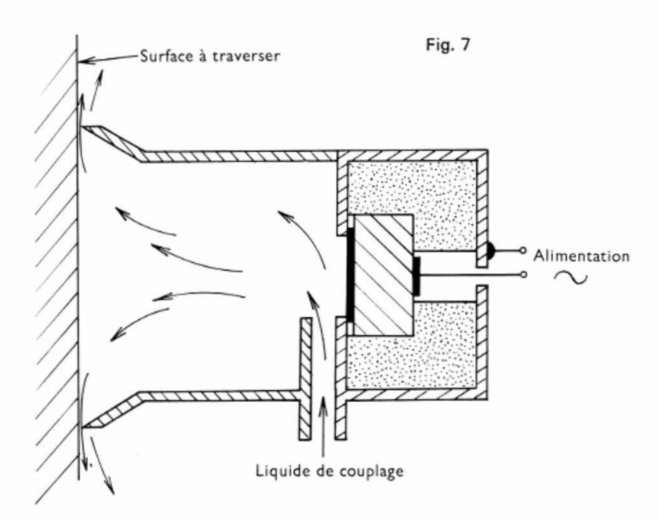


Fig. 7

2.2. Générateurs à magnétostriction. — Lorsqu'un barreau ferromagnétique est placé dans un champ magnétique alternatif, ses dimensions varient à la fréquence du champ (fig. 8). Ce phénomène, découvert par Joule, permet

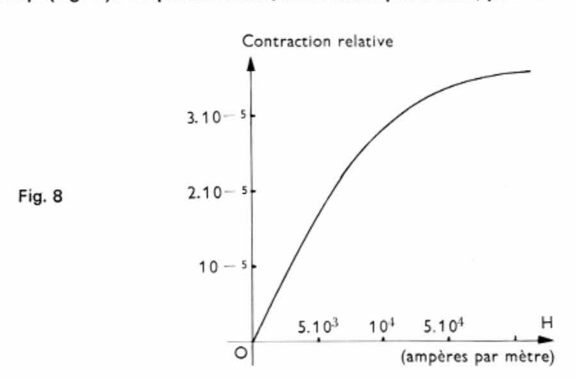


Fig. 8

Contraction relative d'un barreau de nickel

d'induire des vibrations mécaniques dans le barreau (V. t. 1, Magnétisme, chap. 2). Pour que le rendement de l'ensemble soit le plus grand possible, la fréquence d'excitation doit être la même que la fréquence de la résonance mécanique du barreau. Pour un barreau de longueur l, de masse volumique ρ et de module d'élasticité E, la fréquence f_k du mode de vibration k est donnée par la formule suivante :

$$f_k = \frac{k}{2l}\sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

La longueur du barreau étant obligatoirement un multiple de la demi-longueur d'onde $\left(\frac{\lambda}{2}\right)$, k indique la longueur de ce barreau en demi-longueurs d'onde, par exemple :

$$l = \frac{\lambda}{2} \longrightarrow k = 1,$$

$$l = \lambda \longrightarrow k = 2, \text{ etc.}$$

Le barreau en matériau magnétostrictif est placé à l'intérieur de deux enroulements. L'un d'eux est parcouru par un courant continu : il fournit un champ magnétique constant H_0. L'autre est parcouru par un courant alternatif d'amplitude et de fréquence convenables : un champ

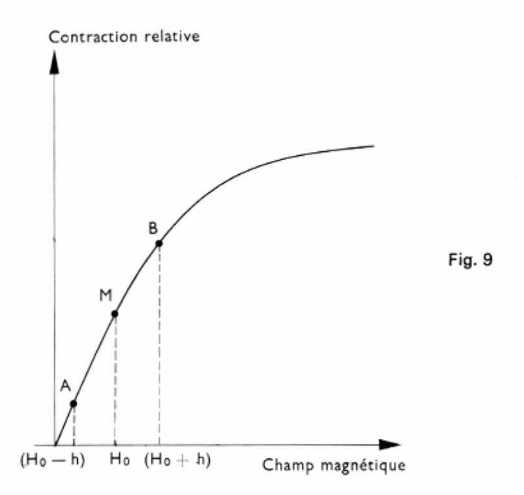


Fig. 9

M : Point de fonctionnement lorsque le champ magnétique continu H_0 est seul appliqué. AB : segment sur lequel se déplace le point de fonctionnement lorsqu'un champ alternatif est superposé au champ H_0

alternatif est ainsi superposé au champ H_0 (fig. 9). Les vibrations du barreau sont transmises au milieu, soit directement, soit par l'intermédiaire d'un dispositif de couplage. Pour limiter les pertes par courants de Foucault, le noyau

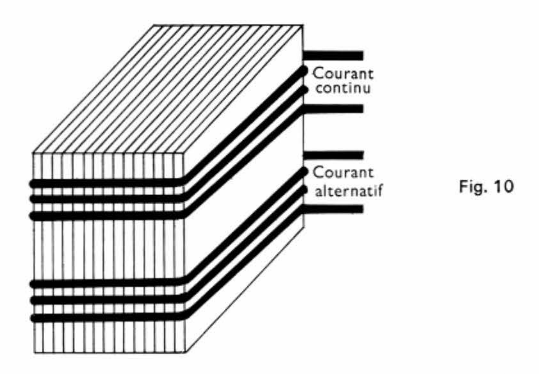


Fig. 10

ferromagnétique utilisé est un empilage de tôles minces (fig. 10). L'élément ainsi constitué peut être directement inséré dans un oscillateur (fig. 11), par exemple un oscillateur Hartley (V. t.1, Électronique, chap. 16). La fréquence d'utilisation de ces générateurs est inférieure à 100 kHz ; en revanche, ils sont simples, robustes et ils permettent d'obtenir de grandes puissances.

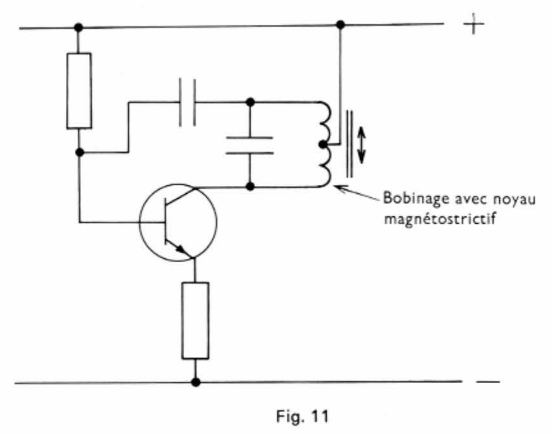


Fig. 11

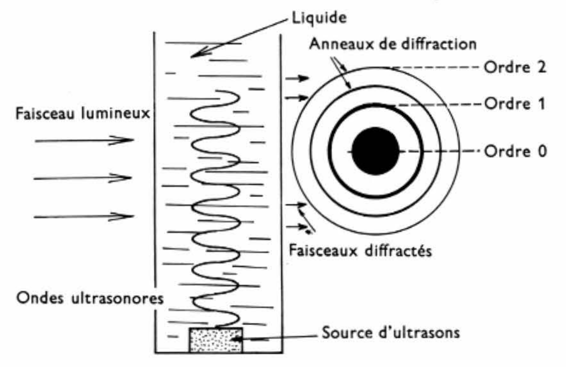
2.3. Générateurs à électrostriction. — De même que certains corps ferromagnétiques subissent des déformations mécaniques lorsqu'ils se trouvent dans un champ magnétique variable, des corps diélectriques subissent de telles déformations lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique : ce phénomène constitue l'électrostriction et ces corps sont dits ferroélectriques.

Certains cristaux synthétiques et certaines céramiques (titanate de baryum, métaniobate et zircotitanate de plomb) se sont révélés des corps ferroélectriques pour lesquels le phénomène électrostrictif est particulièrement marqué. Comme avec les éléments magnétostrictifs, une polarisation est nécessaire avec les corps ferroélectriques. Elle permet de placer le point de fonctionnement dans une région où la déformation mécanique est proportionnelle au champ électrique alternatif. Cette polarisation est obtenue, une fois pour toutes, en plaçant la céramique, après cuisson, dans un champ électrique très grand. La constante piézoélectrique de ces matériaux est très élevée et atteint cent fois celle du quartz; de plus, le procédé de fabrication par moulage et frittage permet de donner aux céramiques les formes les plus variées: barreaux, tores, plaques, etc. Ces avantages les font préférer au quartz dans de nombreuses installations industrielles.

3. DÉTECTION DES ULTRASONS

La piézoélectricité, la magnétostriction, l'électrostriction sont des *phénomènes réversibles* et les matériaux qui permettent la production des ultrasons peuvent être utilisés pour leur détection. Avec des dispositifs étalonnés, il est possible de mesurer l'intensité ultrasonore. Cette détection électrique est la plus utilisée; signalons cependant l'emploi des détecteurs mécaniques tels le *disque* de *Rayleigh* et le *radiomètre*, ou encore des détecteurs thermiques dérivés des *thermocouples* et des *bolomètres*. La détection optique est également utilisée puisque les ultrasons provoquent localement des variations de pression, donc des variations de l'indice de réfraction du milieu traversé. Un faisceau lumineux se propageant perpendiculairement à l'onde ultrasonore subit une diffraction appréciable (fig. 12).

Fig. 12



Dans certaines conditions, il est aussi possible d'observer directement ces variations d'indice par la *méthode de striation*. Ces derniers moyens sont cependant réservés aux mesures en laboratoire et ne sont cités ici qu'à titre d'information.

4. APPLICATIONS DES ULTRASONS

Le domaine d'application des ultrasons est très vaste et s'étend aux activités les plus diverses; aussi, ne donnerons-nous ici que les applications principales.

4.1. Applications industrielles.

— Les ultrasons de *faible puissance* sont utilisés pour des *contrôles non destructifs de matériaux* et en *métrologie*. Les ultrasons de *forte puissance* sont recherchés pour *leurs actions physiques et chimiques* et pour certains *usinages* spéciaux.

4.1.1. Le contrôle non destructif des matériaux. — Pour déceler les défauts (failles, soufflures, etc.) de certains matériaux en plaques ou en bandes, trois méthodes sont utilisées, suivant que l'on a accès ou non aux deux faces du matériau.

— La *méthode par transparence* nécessite l'utilisation d'un émetteur et d'un récepteur placés de part et d'autre du corps à contrôler (fig. 13). Un défaut *D* se traduit par une baisse brutale de l'énergie transmise; cela permet de le

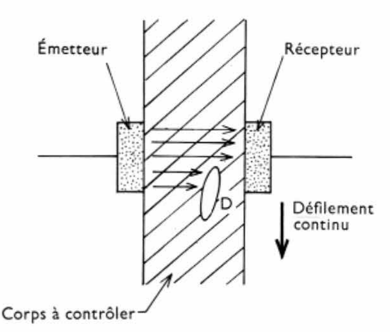
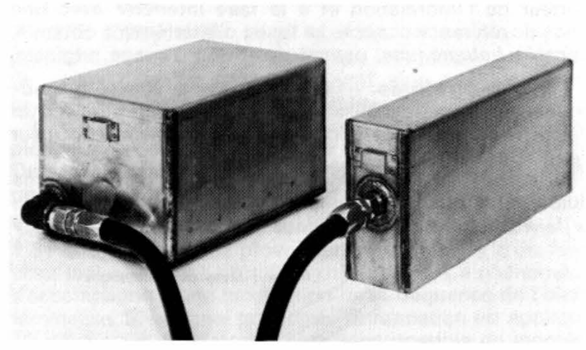


Fig. 13

détecter facilement. Ce dispositif est couramment utilisé dans les systèmes automatiques de détection des défauts dans des plaques métalliques, des tôles ou des éléments en béton. Une circulation d'eau ou d'huile permet d'assurer un couplage constant entre le matériau et les palpeurs (émetteur et récepteur). Cette méthode pratique ne renseigne cependant pas sur la position en profondeur du défaut et nécessite l'accès commode des deux faces.



Sondes amovibles à ultrasons (*Mourette-Siduse*)

— La *méthode par échos* permet de remédier à ces inconvénients. Dans ce cas, ce n'est pas l'énergie transmise qui est mesurée, mais l'énergie réfléchie par le défaut. Toute variation de cette énergie correspond à la présence d'un défaut. Les deux palpeurs sont placés sur une même face ou peuvent même être confondus puisque les dispositifs magnétostrictifs, piézoélectriques ou électrostrictifs sont réversibles. Si la vitesse de propagation dans le matériau à contrôler est connue, il est facile de déterminer la position du défaut: comme avec un radar, il y a émission d'un signal bref (ou top) et mesure du temps qui s'écoule entre cette émission et la réception de l'écho. L'écran d'un oscillographe, directement gradué en distances, permet de visualiser le top de départ et les échos successifs (fig. 14). La

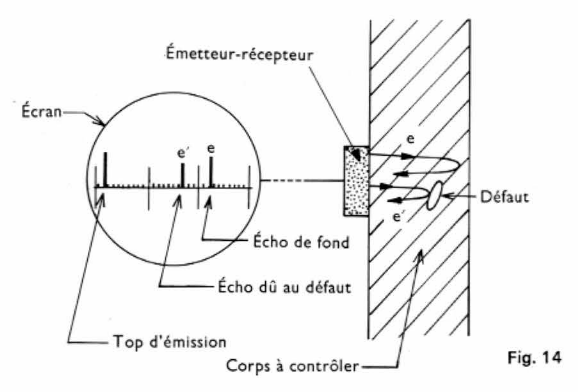


Fig. 14

fréquence d'utilisation est choisie entre 0,25 MHz et 10 MHz, suivant les matériaux contrôlés, la distance explorée et les dimensions des défauts.

Cette méthode est très utilisée pour vérifier les soudures et les parois des cuves dans lesquelles il n'est pas possible de pénétrer.

— La *méthode par résonance* met en œuvre un principe différent : elle consiste à solidariser le cristal et la pièce à contrôler et à rechercher la fréquence de résonance f_r de l'ensemble ainsi constitué. Celle-ci diffère notablement de la fréquence de résonance du cristal seul puisque, si la masse de ce dernier est négligeable devant celle de la pièce, cette fréquence f_r ne dépend que de la pièce. Il suffit de faire varier la fréquence de l'excitation jusqu'à mettre en évidence la résonance et alors l'épaisseur e est calculée au moyen de la formule suivante :

$$e = \frac{v}{2f_r}$$

(v désigne la vitesse de propagation des ultrasons dans la pièce).

Ce dispositif convient surtout à l'étude des variations d'épaisseur dues à la corrosion dans les cuves ou les tuyaux.

Des méthodes plus élaborées permettent d'obtenir une image complète sur un écran de télévision en enregistrant le champ ultrasonore sur une *mosaïque de quartz*.

L'*holographie ultrasonore*, qui se développe beaucoup, fournit des images en trois dimensions particulièrement intéressantes. Elle consiste à enregistrer un front d'onde porteur de l'information et à le faire interférer avec une onde de référence connue. La figure d'interférence obtenue, appelée *hologramme*, permet de recréer l'image originale.

4.1.2. Métrologie. — Pour mesurer la vitesse d'écoulement dans une canalisation, il est possible d'utiliser un *débitmètre ultrasonique* dont le fonctionnement repose sur l'effet Doppler.

Des ondes ultrasonores sont envoyées dans la veine fluide dont il faut déterminer la vitesse V. Rappelons que si la vitesse des ultrasons dans ce milieu est égale à v

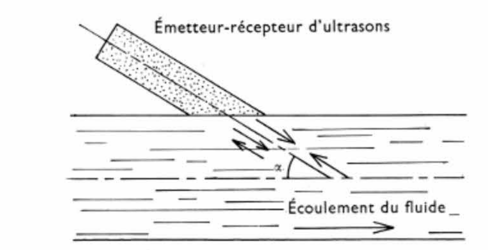


Fig. 15

lorsque le fluide est au repos, la valeur de cette vitesse est égale à $(V + v)$ lorsque les ultrasons se propagent dans le sens d'écoulement de la veine et à $(V - v)$ lorsqu'ils se propagent dans le sens contraire. Les temps de transit différant dans les deux sens, il est possible de déduire V. Ce qui vient d'être dit s'applique également si la direction d'écoulement du fluide et celle des ondes ultrasonores font un angle α (fig. 15) ; dans ce cas, tout se passe comme si la vitesse d'écoulement du fluide était $V \cos \alpha$.

Citons encore, parmi bien d'autres réalisations, le *viscosimètre ultrasonique*, dans lequel la viscosité est déduite de l'amortissement subi par une onde dans le fluide visqueux à étudier.

4.1.3. L'usinage par ultrasons. — Il apporte une contribution fort utile dans certains domaines spéciaux du perçage et de la soudure.

Les ultrasons sont utilisés pour percer des trous de formes quelconques dans des matériaux durs (carbure de tungstène, germanium, etc.). Les vibrations sont imprimées à un outil en acier doux immergé dans une bouillie abrasive chargée de particules de carborundum ou d'émeri (fig. 16).

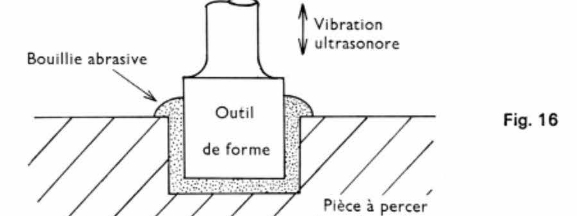


Fig. 16

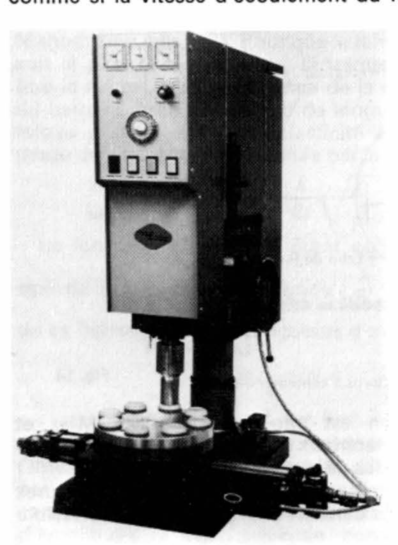
Le *fer à souder ultrasonique* autorise la soudure à l'étain de métaux quelconques y compris l'aluminium. La soudure en fusion est le siège d'un phénomène de cavitation qui détruit la couche d'alumine dans le cas de l'aluminium (cette couche empêche toute soudure).

La *microsoudure ultrasonique* est employée en microélectronique pour souder à froid, et par diffusion moléculaire, des fils d'or sur du germanium ou du silicium. Cette nouvelle technique apporte des solutions particulièrement intéressantes dans ce domaine.

4.1.4. Actions physiques. — Les ultrasons de grande intensité produisent un brassage énergique du milieu de propagation et provoquent, selon les cas, des *agglomérations* ou des *émulsifications*.

Les *agglomérations* sont utilisées lorsqu'il s'agit de dépoussiérer les gaz et les fumées ; l'*émulsification* permet d'obtenir des mélanges intimes de corps non miscibles ordinairement, tels l'eau et l'huile, ou l'eau et le mercure, ou encore des métaux en fusion tels le fer et le plomb, l'aluminium et le cadmium, etc.

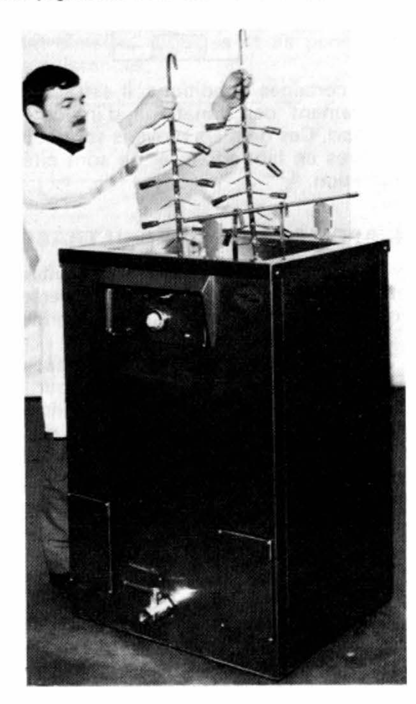
Dans l'industrie des peintures, les ultrasons assurent une bonne dispersion des pigments colorés. Dans la fabrication



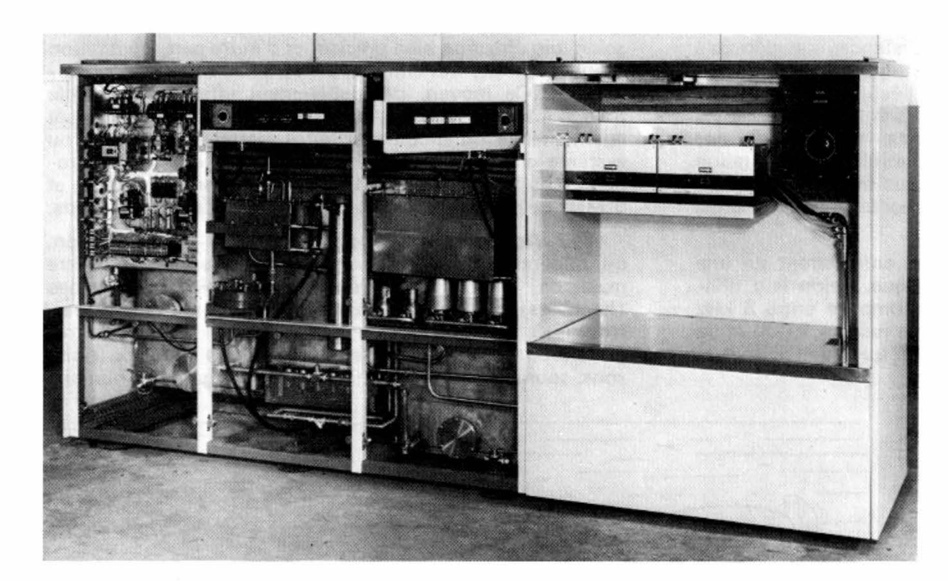
Soudeuse oléo-pneumatique pour plastique (*Ultrasons-Annemasse*)



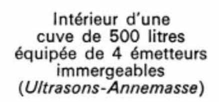
Soudage par ultrasons des connexions d'un microcircuit hybride (*Biaugeaud-Alcatel*)



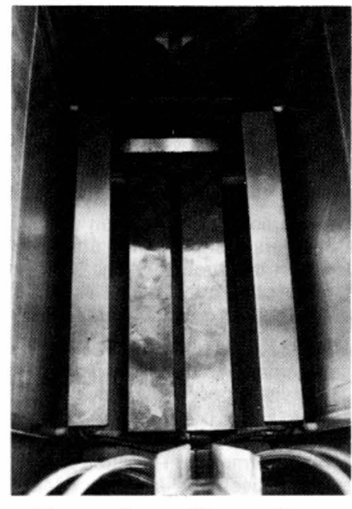
Cuve pour nettoyage avant galvanoplastie (*Ultrasons-Annemasse*)



Unité automatique de nettoyage par ultrasons comprenant 3 cuves (*Mourette-Siduse*)



Intérieur d'une cuve de 500 litres équipée de 4 émetteurs immergeables (*Ultrasons-Annemasse*)



des émulsions photographiques, ils améliorent l'homogénéité du grain.

L'effet de cavitation est utilisé dans le *nettoyage par ultrasons* pour arracher les impuretés des surfaces à nettoyer, même dans les endroits les plus difficiles à atteindre (nettoyage des circuits imprimés, des instruments de chirurgie, du linge, etc.). Rappelons que ce phénomène de cavitation résulte du fait que la pression en un point varie autour d'une valeur déterminée P_0 (pression hydrostatique) et l'amplitude de ces variations peut atteindre plusieurs bars (1 bar $\approx 10^5$ N/m^2). Cette pression oscille à la fréquence des ultrasons entre une valeur supérieure à P_0 (surpression locale) et une valeur inférieure à P_0 (dépression locale) et il y a alors dégagement des gaz dissous.

4.1.5. Actions chimiques. — L'effet de cavitation, qui est accompagné d'une élévation de la pression et de la température, confère aux ultrasons des propriétés intéressantes pour certaines réactions chimiques. Ils sont utilisables pour accroître des vitesses de réactions ou pour contrôler certaines réactions. Ainsi, l'hydrolyse des esters est accélérée par l'action des ultrasons; des molécules à longue chaîne en solution peuvent subir une dépolymérisation; etc. La *luminescence des liquides* est observée lors de l'irradiation par des ultrasons intenses; pour la glycérine ou le nitrobenzène, cet effet est particulièrement visible.

4.2. Applications aux télécommunications. — Dans ce domaine, les ultrasons apparaissent de plus en plus comme un précieux auxiliaire et de nombreuses réalisations ont déjà vu le jour.

4.2.1. Téléphonie sous-marine. — La très bonne propagation des ultrasons dans l'eau leur réserve une place de choix dans ce milieu, d'autant plus que les ondes hertziennes y sont totalement inutilisables.

Les équipements courants assurent des liaisons entre plongeurs et sous-marins sur une distance de 5 km environ. Des balises sous-marines émettrices permettent également un repérage précis pour les plongeurs immergés.

4.2.2. Modulation de lumière. — Nous avons vu (V. § 3) que les ultrasons provoquent la diffraction d'un faisceau lumineux dans un milieu transparent. Ce phénomène s'accompagne d'une modulation de la fréquence de l'onde lumineuse. Si le signal porteur de l'information est appliqué au générateur d'ultrasons, il est donc possible de moduler le faisceau lumineux. Des liaisons de télévision ont mis en œuvre ce principe en utilisant un faisceau de lumière laser comme onde porteuse.

4.2.3. Lignes à retard. — Ces dispositifs, employés en particulier en télécommunications et en télévision en couleurs, permettent de retarder certains signaux par rapport à d'autres (V. t. 2, Radioélectricité, chap. 11). La faible vitesse de propagation des ultrasons, par rapport aux ondes hertziennes, justifie leur utilisation dans des lignes à retard. Les premières étaient des cuves remplies d'alcool ou de mercure, mais les liquides sont maintenant remplacés par des solides de formes polygonales plus ou moins complexes. Des lignes en verre (pour le procédé de télévision en couleurs S.E.C.A.M.) permettent d'introduire un retard de 64 µs (fig. 17). Des milieux à la fois piézoélectriques et

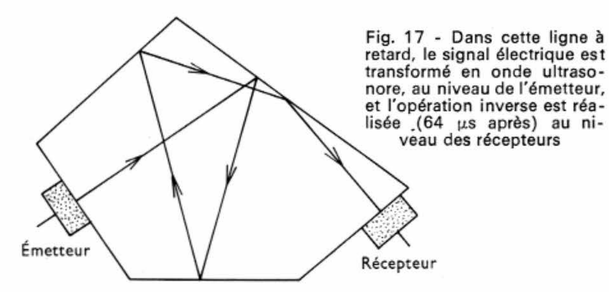


Fig. 17 - Dans cette ligne à retard, le signal électrique est transformé en onde ultrasonore, au niveau de l'émetteur, et l'opération inverse est réalisée (64 µs après) au niveau des récepteurs

semiconducteurs (tels l'arséniure de gallium) sont également étudiés, car il semble possible d'obtenir simultanément un retard et une amplification de l'onde.

4.3. Applications à l'océanographie. — Elles doivent être classées parmi les plus anciennes puisqu'en 1917 Paul Langevin employa un générateur à quartz piézoélectrique pour le sondage sous-marin (écho-sondeur) et pour la détection des sous-marins ennemis. L'appareil utilisé, souvent appelé *sonar* (Sound Navigation and Ranging) fonctionne suivant le même principe que le radar

(V. t. 3, Aéronautique, chap. 4) : les distances sont déduites de la mesure du temps qui s'écoule entre l'émission d'un top ultrasonore et la réception de l'écho après réflexion sur l'objet à détecter. Des appareils semblables servent à la détection des bancs de poissons, au sondage des sédiments marins, à la recherche du pétrole, à la navigation « aux instruments » pour les engins sous-marins ou pour les bateaux perdus dans la brume, au repérage des icebergs, des épaves, etc.

4.3.1. Les écho-sondeurs. — Ils enregistrent sur une bande de papier le profil bathymétrique. Selon leur utilisation, la fréquence d'émission est comprise entre 3 kHz et 30 kHz. Ils permettent des mesures jusqu'à 3 000 m de profondeur avec des puissances de quelques kilowatts (fig. 18).

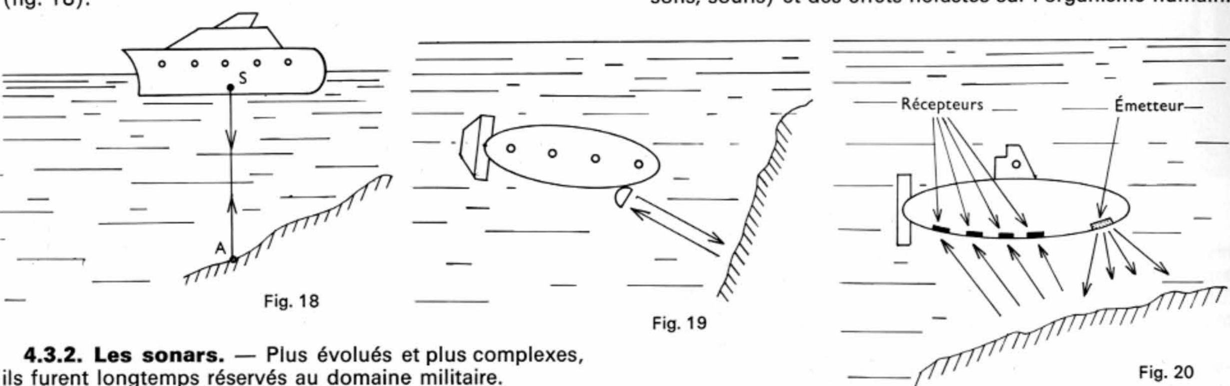


Fig. 18

Fig. 19

Fig. 20

4.3.2. Les sonars. — Plus évolués et plus complexes, ils furent longtemps réservés au domaine militaire.

Le *sonar latéral* donne une vue panoramique du relief sous-marin par une observation en incidence rasante (fig. 19). La fréquence utilisée est plus grande que celle de l'écho-sondeur (100 à 500 kHz) et l'impulsion plus brève pour assurer une meilleure définition des obstacles et du fond marin ; le faisceau de balayage n'a que quelques degrés d'ouverture. Ce sonar équipe les bathyscaphes et les soucoupes plongeantes.

Le *sonar panoramique* permet de suivre une cible en mouvement rapide à l'aide d'un dispositif qui comprend un émetteur peu directif associé à plusieurs récepteurs très directifs (fig. 20). Un appareillage électronique permet de visualiser directement l'information sur un écran cathodique.

Il existe également des *sonars à modulation de fréquence* qui utilisent le battement entre les fréquences d'émission et de réception pour déterminer les distances. Les *sonars de navigation* équipent surtout les bathyscaphes et fournissent au pilote des éléments précis de navigation ; ils fonctionnent le plus souvent par effet Doppler.

4.4. Applications biologiques et médicales. — Les applications dans ce domaine sont actuellement en plein développement et les remarquables résultats obtenus, en particulier dans la diagnose, laissent présager un grand avenir aux méthodes nouvelles et originales qui mettent en jeu les ultrasons. La plupart des propriétés de ces derniers sont utilisées et nous pouvons distinguer trois sortes d'applications : la *médecine curative* qui utilise les propriétés diathermiques, la *prophylaxie* qui fait appel à l'effet de cavitation et la *diagnose* qui recourt à la transmission et à la réflexion.

4.4.1. Applications thérapeutiques. — L'action diathermique est la conséquence de l'absorption des ultrasons par la matière vivante. Ainsi, des ultrasons de fréquence égale à 2,5 MHz sont absorbés presque totalement (90 %) par 2,5 cm de tissus cérébraux. À cet effet s'ajoute, d'une part, la directivité des ultrasons (ce qui permet d'agir selon une direction bien précise) et d'autre part, la vibration proprement dite qui entraîne un véritable massage en profondeur. Ce moyen, particulièrement efficace, assure le traitement de névralgies, de traumatismes musculaires et ligamentaires, ou encore d'arthrites. Certaines affections du système circulatoire sont également soignées par ce procédé. Les fréquences utilisées sont comprises entre 1 et 5 MHz et les puissances ne dépassent pas quelques watts.

4.4.2. Applications prophylactiques. — La cavitation, qui dépend surtout de la puissance mise en jeu, peut être mise en œuvre pour détruire des micro-organismes (bactéries), des cellules animales et de petits organismes. Notons à ce propos que des ultrasons d'intensité très grande ont des effets mortels sur les petits animaux (poissons, souris) et des effets néfastes sur l'organisme humain.

Un procédé de stérilisation du lait, découvert par Gaines et Chambers, utilise les ultrasons suivant ce principe. L'action destructive permet également d'extraire des substances contenues dans les cellules mêmes, comme les antigènes, les enzymes ou les toxines.

4.4.3. Applications à la diagnose. — Les propriétés générales de la propagation (transmission, réflexion, directivité) ont trouvé des applications particulièrement intéressantes pour l'établissement du diagnostic. L'*ultrasonographie*, l'*ultrasonotomographie*, l'*échographie ultrasonore* permettent l'examen du corps humain et remplacent avantageusement les procédés radiographiques lorsque les régions à observer ne présentent pas un contraste suffisant aux rayons X ou lorsque ceux-ci sont contre-indiqués, par exemple en obstétrique. Dans ce domaine, des réalisations remarquables, mettant en jeu des puissances de quelques milliwatts seulement, autorisent l'écoute du cœur de l'enfant avant l'accouchement ou la mesure bipariétale de sa tête.

Les ultrasons permettent de localiser certaines tumeurs (foie, cerveau, sein), de découvrir les calculs du rein ou de la vésicule biliaire.

Mentionnons aussi l'existence d'un appareil destiné à mesurer, de l'extérieur, le débit sanguin ; son fonctionnement est basé sur l'effet Doppler. L'analyse des mouvements du cœur et la mesure du diamètre des cavités cardiaques ou encore l'échoencéphalographie qui assure un examen rapide du cerveau, sont rendues possibles par l'emploi des ultrasons.

Signalons enfin la réalisation d'un dispositif d'*holographie ultrasonore* qui permet de visualiser, en temps réel et en trois dimensions, un corps vivant dans un milieu liquide. Les prolongements de cette méthode semblent considérables en matière médicale.

La liste de ces applications s'accroît de jour en jour et il ne fait aucun doute que les ultrasons trouveront là un domaine où leur aide sera particulièrement appréciée.

TABLE DES MATIÈRES

TOME II

TRANSPORT ET DISTRIBUTION DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ

RELAIS

MESURES ET APPAREILS DE MESURE ÉLECTRIQUES

ÉLECTROTHERMIE CHAUFFAGE ÉLECTRIQUE INDUSTRIEL

ÉLECTROCHIMIE ÉLECTROMÉTALLURGIE

ÉCLAIRAGE ÉLECTRIQUE

APPLICATIONS ÉLECTRODOMESTIQUES

APPLICATIONS AGRICOLES DE L'ÉLECTRICITÉ

APPLICATIONS DE L'ÉLECTRONIQUE

INFORMATIQUE

AUTOMATISMES

ÉLECTROACOUSTIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ

TÉLÉCOMMUNICATIONS

AUTRES APPLICATIONS DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

MÉDECINE

TABLE DES HORS-TEXTE

Modèles démontables

Pages de garde

Ont participé à la réalisation des tomes Électricité-Électronique

(Généralités : G - Applications : A)

Robert MÉRAT, secrétaire général de la rédaction

AMIOT (Françoise), professeur de Sciences physiques	Tome G — Physique nucléaire
AUZET (Marc), ingénieur des télécommunications	Tome A — Télécommunications : chapitre 12
BALVAY (Lucien), diplômé de l'École nationale d'horlogerie de Cluses, inspecteur central au Centre national d'études des télécommunications	Tome A — Principales applications de l'électricité et de l'électronique à l'horlogerie
BAUER (Michel)	Tome A — Informatique
BERNARDIN (Roger), professeur	Tome A — Relais
BOITHIAS (Lucien), ingénieur en chef des télécommunications, licencié ès sciences, ancien élève de l'École polytechnique	Tome A — Télécommunications : chapitres 1, 2 et 3 (§ 8 à 10)
CHAUMIER (Pierre), ingénieur É.D.F.	Tome A — Applications agricoles de l'électricité
DAGUES-BIÉ (Francine), professeur de sciences physiques	Tome G — Magnétisme
DAMAGGIO (Aldo), chef de la division « Techniques des applications » à É.D.F., ingénieur de l'Institut électrotechnique de Toulouse	Tome A — Applications électrodomestiques : chapitres 1 à 3
FERRÉOL (Henri), professeur technique licencié	Tome A — Radioélectricité
FOUILLÉ (André), ingénieur de l'Institut électrotechnique de Grenoble, licencié ès sciences, professeur honoraire d'École nationale supérieure des Arts et Métiers	Tome G — Électrotechnique Tome A — Électrothermie Tome A — Éclairage électrique
GAUTHIER (Jean-Marie), ingénieur des télécommunications, ancien élève de l'École polytechnique	Tome A — Télécommunications : chapitre 11
GIGNOUX (Christophe), ingénieur de l'Institut électrotechnique de Grenoble, ingénieur É.D.F. (région d'équipement hydraulique Alpes-Nord).	Tome G — Aménagements hydro-électriques
GRIPPAI (Robert), ingénieur des télécommunications	Tome A — Télécommunications : chapitres 5, 6, 7 (§ 1 et 2) et chapitre 8
GUÉRAUD (Roger), ingénieur É.D.F. (service études et projets thermiques et nucléaires)	Tome G — Centrales thermiques Tome G — Centrales nucléaires
JOUBERT (Pierre), professeur d'École nationale supérieure des Arts et Métiers	Tome G — Électronique : chapitres 1, 3, 4 (§ 1 à 5), 7, 8 à 16 et chapitre 18
LAFAYE (Pierre), ingénieur à l'AFNOR	Tome G — Préliminaires : chapitres 5 et 6
LAVASTE (François), professeur d'École nationale supérieure des Arts et Métiers	Tome G — Mécanique des solides
LEMAIRE (Bernard), technicien d'études à l'O.R.T.F.	Tome A — Électroacoustique : chapitre 6

LOMBARD (Didier), ancien élève de l'École polytechnique, ingénieur des télécommunications	Tome A — Télécommunications : chapitre 4
MÉRAT (Robert), professeur d'École nationale supérieure des Arts et Métiers	Tome G — Préliminaires : chapitres 1 à 4 Tome G — Électricité : chapitres 9, 16, 20 et 21 Tome G — Électronique : chapitres 2, 5, 11, 20 et 22 Tome A — Électroacoustique : chapitres 1 à 5
MICHEL (Lucien), ingénieur de l'École nationale supérieure d'ingénieurs de Grenoble, docteur 3e cycle en servomécanismes, chef de division à la direction des études et recherches d'É.D.F.	Tome A — Automatismes
MICHAUD (Pierre)	Tome G — Électronique : chapitre 21
MIGNAC (Roger)	Tome A — Transport et distribution de l'énergie électrique : chapitres 10 et 11
MORLOT (Claude), agrégé de sciences physiques	Tome G — Thermodynamique
PAPELIER (Léon), professeur technique	Tome A — Transport et distribution de l'énergie électrique : chapitres 1 à 9, chapitre 13
PORTIER (Richard), ingénieur de l'École nationale supérieure de chimie de Paris	Tome A — Électrochimie - Électrométallurgie Tome A — Microscope électronique
RAPIN (Pierre), ingénieur de l'Institut français du froid industriel	Tome A — Applications électrodomestiques : chapitres 4 et 5
RIVOLIER (Caroline)	Tome A — Applications de l'électricité et de l'électronique à la médecine
ROZMARYN (Charles), ingénieur des télécommunications, ancien élève de l'École polytechnique	Tome A — Télécommunications : chapitres 7 (§ 3), 9 et 10
SAMUELIDES (Manuel), assistant agrégé de l'Université	Tome G — Mathématiques
SILBERSTEIN (Jean-Pierre), chef de la division « Instrumentation et salle de commande » à la direction des études et recherches É.D.F.	Tome A — Mesures et appareils de mesure
SOULIER (Henri), ingénieur des télécommunications	Tome A — Télécommunications : chapitre 3 (§1 à 7)
STEHLÉ (Jean-Luc), ancien élève de l'École normale supérieure, agrégé de mathématiques	Tome G — Électricité : chapitres 1 à 8, 10 à 15, 17 à 19 et 22 à 34
TÉBEC (Jean-Louis), diplômé d'études supérieures techniques du Conservatoire national des Arts et Métiers	Tome G — Électronique : chapitres 4 (§ 6 à 8), 6, 17 et 19 Tome G — Autres sources d'énergie Tome A — Électroacoustique : chapitres 1 à 5 Tome A — Ultrasons
VERDET (Jean-Pierre)	Tome G — Optique

CORRECTEURS

BONVALLOT (Jean-Luc). GRIGORESCO (Odile). ISSELIN (Sergine). JUNOD (Andrée). TÉBEC (Jean-Louis).

DESSINATEURS

BENTEGEAT (Jean). BONGIORNO (Marc). BOULAIRE (Patrick). BOULIFARD (Guy). CALACI (Claude). CAUSSE (Étienne). CHAUTARD (Pierre). FORLER (Gérard). MASCIO (Albert). TARDIEU (Didier).

IMPRIMÉ ET RELIÉ
POUR LA
LIBRAIRIE ARISTIDE QUILLET
PAR
L'IMPRIMERIE DES DERNIÈRES NOUVELLES
DE STRASBOURG

DÉPOT LÉGAL : 3e TRIMESTRE 1977
No D'ORDRE ÉDITEUR 166 — No D'IMPRESSION 76162